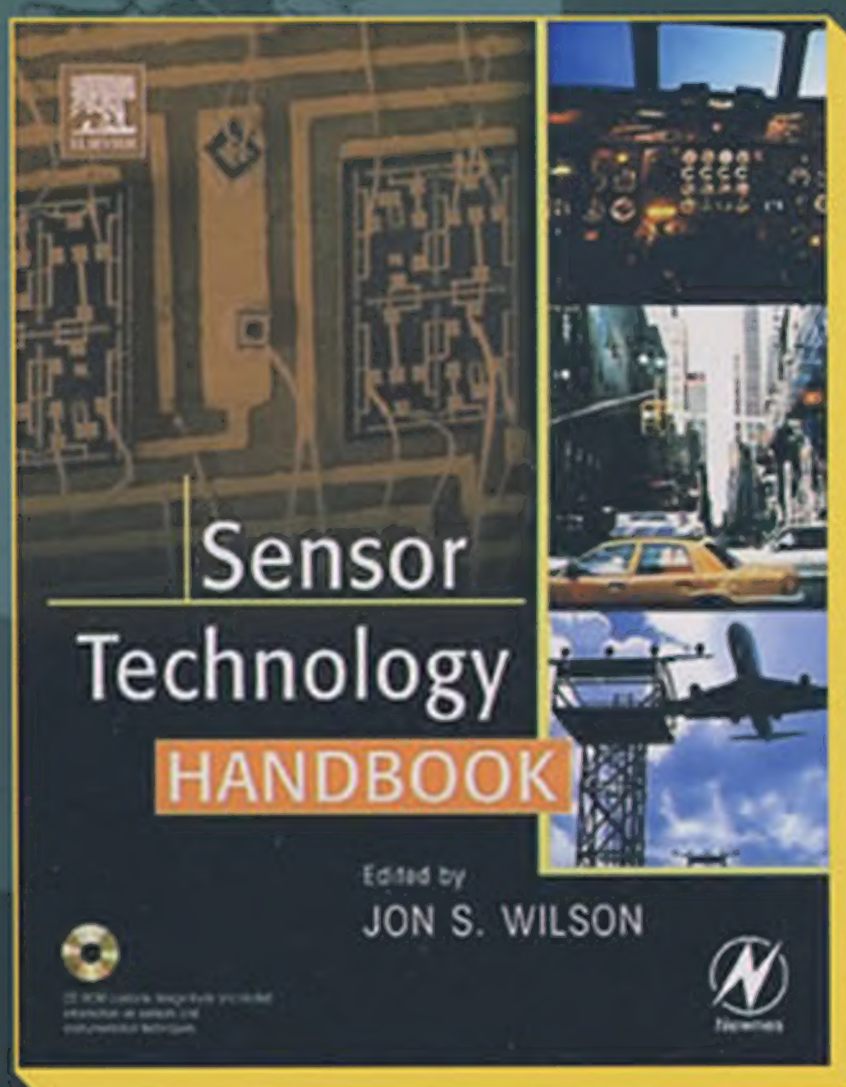
TURING 图灵电子与电气工程丛书

ELSEVIER 爱思唯尔

传感器技术手册

Sensor Technology Handbook

[美] Jon S. Wilson 主编
林龙信 邓彬 张鼎 刘齐军 等译



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

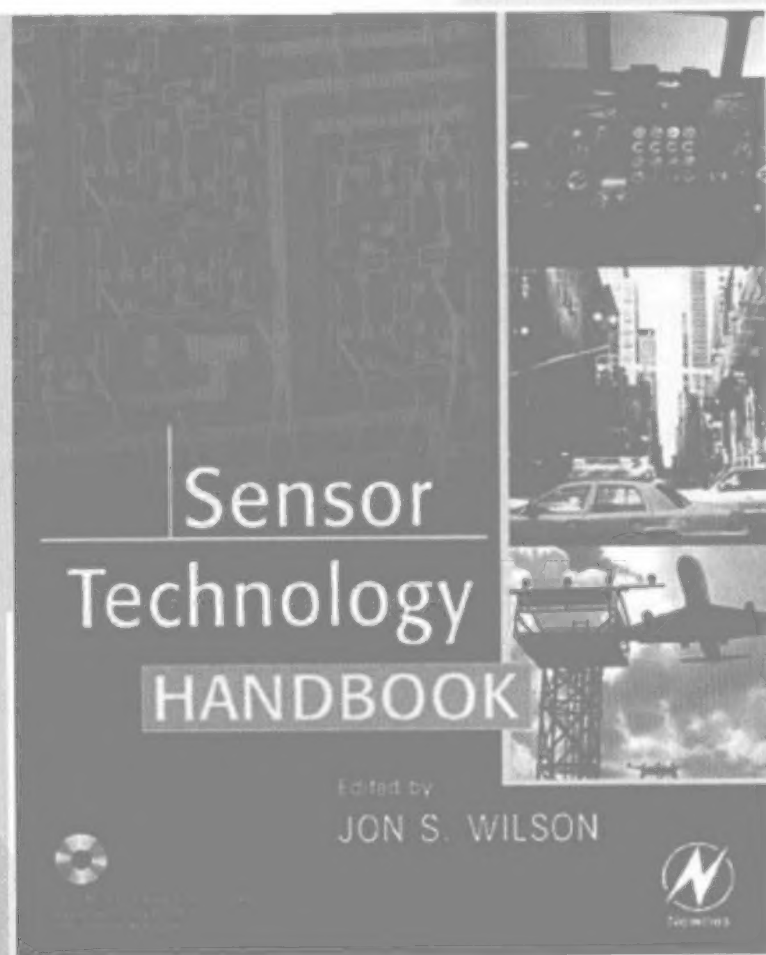


图灵电子与电气工程丛书

传感器技术手册

Sensor Technology Handbook

[美] Jon S. Wilson 主编
林龙信 邓彬 张鼎 刘齐军 等译



人民邮电出版社
北京

图书在版编目（CIP）数据

传感器技术手册/（美）威尔逊（Wilson, J. S.）主编；林龙信等译.—北京：人民邮电出版社，2009.2

（图灵电子与电气工程丛书）

书名原文：Sensor Technology Handbook

ISBN 978-7-115-19041-3

I. 传… II. ①威… ②林… III. 传感器－技术手册 IV. TP212-62

中国版本图书馆CIP数据核字（2008）第165560号

内 容 提 要

本书从实用角度出发，全面讲述各类传感器的工作原理和设计应用。本书内容涉及机电工程、物理学、化学和生物学等领域的数十种传感器，对于每一种传感器，重点介绍它的应用方法和接口设计，既有具体的电路实例，又有完整的理论分析，还包括许多珍贵的使用技巧。

本书内容详实，图表丰富，既是广大电子电气设计师案头必备的实践参考手册，也适合大学教师和高年级本科生、研究生阅读。

图灵电子与电气工程丛书

传感器技术手册

◆ 主　　编　［美］Jon S.Wilson
　译　　　　林龙信　邓彬　张鼎　刘齐军　等
　责任编辑　舒　立

◆ 人民邮电出版社出版发行　　北京市崇文区夕照寺街14号
　邮编　100061　　电子函件　315@ptpress.com.cn
　网址　http://www.ptpress.com.cn
　北京铭成印刷有限公司印刷

◆ 开本：700×1000　1/16
　印张：32.5
　字数：692千字　　2009年2月第1版
　印数：1－3 000册　　2009年2月北京第1次印刷

著作权合同登记号　图字：01-2007-3614

ISBN 978-7-115-19041-3/TP

定价：89.00元

读者服务热线：(010)88593802　印装质量热线：(010)67129223
反盗版热线：(010)67171154

版权声明

Sensor Technology Handbook by Jon S. Wilson, ISBN: 0-7506-7729-5.

Authorized Simplified Chinese translation edition published by the Proprietor.
ISBN: 978-981-259-908-7

Elsevier (Singapore) Pte Ltd.
3 Killiney Road
#08-01 Winsland House I
Singapore 239519
Tel：(65)6349-0200
Fax：(65)6733-1817

First Published 2009
2009年初版

译 者 序

传感器是现代控制系统的重要部件，几乎任何电子设备都少不了它。传感器能将力、温度、位移、加速度、湿度、磁通等各种非电学物理量转换为电信号以便处理，因此种类繁多、层出不穷。特别是近年来数字信号处理技术、微型制造技术的蓬勃发展，促使传感器向着微型化、一体化方向快速革新。本书与时俱进地介绍了传感器方面的最新技术，涵盖了适用于机电工程、物理学、化学和生物学等领域的各类传感器。本书从实际应用出发，深入浅出地介绍了各类传感器的基本原理、接口设计及信号调理等方面的知识，是广大电气工程师的理想参考书。

本书由多位工业界和学术界的专家共同撰写，他们长期从事传感器相关技术的研究工作，具有深厚的理论功底和实践经验，书中介绍的设计方法都经过了多年的实践检验，实用性很强。书中采用的电路实例大多是作者的原创成果，既有完整的理论分析，也包含珍贵的应用技巧，这在其他相关图书中是很难见到的。

尽管本书涉及的内容有些庞杂，但是经过作者的精心组织，很方便阅读。全书共分为两大部分，第一部分包括第1章～第4章，主要介绍传感器原理和应用技术基础。系统地介绍了传感器的指标和使用注意事项，深入探讨了接口电路设计，这些内容是各种传感器应用中都面临的共性问题，也是任何从事电子工程和电路设计领域工作的人们不可或缺的基础知识，需要仔细地阅读、认真地领悟。第二部分由第5章～第22章组成，广泛讨论了各种类型传感器的基本原理及设计方法，内容涉及机械位移测量、加速度测量、振动测量、磁场测量、生物和化学检测、流量和液位检测、力和载荷测量、应变力检测、温度测量、人体检测、光与辐射检测以及声学测量，并介绍了最新的纳米传感器和无线传感器网络。这部分各章的内容是相互独立的。每章在介绍检测原理时都尽可能地简化理论，因此即使没有相关背景知识也很容易阅读。每章几乎都用电路实例讲述传感器的接口电路，既有电路分析，也有性能测试，还有使用技巧。读者可以根据自己的需要和兴趣进行有选择的阅读。值得一提的是，本书还介绍了各类传感器的适用工业标准以及生产厂家，极大地方便了工程化设计。

面对一部英文的专业工具书的翻译工作，首先就是力求准确、避免出现外行话。本书涉及的领域极为广泛，原书就是由多位各领域专家合著而成，因此在组织翻译时，我们也联合了各个对口专业的多位译者共同完成。即便如此，很多“新鲜”的词汇由于国内还没有统一称谓，因此我们遵从了主流叫法。

本书主要由林龙信、邓彬、张鼎翻译，刘齐军（第6章、第7章）、张乐锋（第

18章）参与了部分翻译。此外，参与翻译的人还有：胡季红、岳虹、林龙信、李晋文、肖枫涛、张聪、韩智文、马蓉、焦贤龙、邝祝芳、奚丹、陈钢、宋锐、石志广、唐玲艳、唐扬斌、叶俊、薄建禄、杨明军、张杰良、肖国尊等。Be Flying工作室负责人肖国尊（http://blog csdn. net/be_flying）对本书的翻译和出版做了大量的协调和规范工作，特别是在翻译思想的指导、进度和质量的把关方面，在此予以衷心感谢。

译 者

2008年5月

前　言

人们把21世纪的头10年称为“传感器的10年”。与20世纪80年代发生的微机革命相似，随着过去15年间传感器研发和应用的迅猛增加，传感器无疑也面临着一场革命。仅就汽车而言，对传感器的需求就呈跳跃式增加，随着具体应用的不同所采用的传感器技术也多种多样。传感器领域已经取得了巨大的进步，不久更大的进展将会如雨后春笋般地出现。

本书力图选讲实用的、最新的知识并寻求广度与深度的平衡。鉴于传感器涉及电气工程、机械工程、物理学、化学和生物学等学科，理解传感器的设计和工作过程需要跨学科的知识背景。本书由工业界和学术界的专家撰写，汇集了传感器系统设计者和各种传感器使用者所必需的重要知识。尽管不可能涉及目前使用的所有传感器，但本书尽量涵盖传感器的各种类型和应用。我们讨论了从压电材料到微传感器、纳米传感器再到无线传感器网络的最新传感器技术，以及经过多年实践检验正确的设计方法。此外，我们还介绍了每类传感器的设计、接口和信号调理知识。

本书主要根据传感器应用来组织结构。我们力图为读者提供一部深入浅出讲解技术的实用手册。随着技术的发展，我们还将对本书的内容不断更新。

Jon S.Wilson
亚利桑那州钱德勒市
2004年10月

目 录

第1章　传感器基础

Tom Kenny博士　斯坦福大学机械工程系

1.1　传感器技术基础

传感器（sensor）是一种把物理量转换成电信号的器件。可以说，传感器代表了物理世界与电气设备（如计算机）世界接口的一部分。这种接口的另一部分由把电信号转换成物理量的*执行器*（actuator）表示。

为什么我们这么关心这个接口？近年来，电子行业拥有了巨大的信息处理能力。其中最明显的例子是个人计算机。此外，价格低廉的微处理器的使用对汽车、微波炉、玩具等嵌入式计算产品的设计产生了重大影响。最近几年，使用微处理器进行功能控制的产品越来越多。在汽车行业，为满足污染限制要求必须利用微处理器的这种信息处理能力。而在其他行业，这种能力又带来了降低产品成本、提高产品性能的优势。

所有这些微处理器都需要输入电压以接收指令和数据。因此，随着廉价微处理器的出现，传感器在各种产品中的应用也越来越多。此外，由于传感器输出的是电信号，因而传感器也就能够按电子设备的描述方式来描述。同电子产品数据手册一样，很多传感器数据手册也都遵照某种格式撰写。

然而，目前存在很多种格式，而且传感器规格说明的国际标准还没有制订。这样，传感器系统设计师就会遇到对同一传感器性能参数存在不同的解释，这常常令人混淆。这种混淆并非由于这些术语的含义无法理解，而是在于传感器界不同的人群习惯于使用不同的术语。认识到这一点至关重要。

1.1.1　传感器数据手册

为了解决上述术语使用的差异问题，有必要首先介绍数据手册的功用。数据手册主要是一份营销文件，用来突出某一传感器的优点，强调其潜在的应用，但是有可能忽视该传感器的不足。很多情况下，传感器是设计用来满足特定用户的特定性能要求的，而数据手册就集中了该用户最感兴趣的性能参数。这种情况下，传感器制造商和客户就有可能越来越习惯于使用某种约定的传感器性能参数定义，而这种定义却未必通用。这样，这种传感器未来的新用户必须认清这种情形以便恰当地理解这些参数。人们常常遇到不同的定义。此外，大多数传感器数据手册都缺少对特定应用有用的信息。

1.1.2 传感器性能特征定义

下面是一些较重要的传感器性能特征。

1. 传递函数

传递函数表示物理输入信号与电输出信号之间的函数关系。通常，这种关系以输入输出信号关系图来表示，具体的关系构成了对传感器性能特点的完整描述。对需逐个较准、价格昂贵的传感器，可以采用厂方出具的校准曲线形式。

2. 灵敏度

灵敏度按照输入物理信号与输出电信号之间的关系定义。通常，它就是电信号微小变化量与物理信号微小变化量之比。这样，灵敏度可以用传递函数关于物理信号的导数表示。灵敏度单位通常为伏特/开尔文、毫伏/千帕等。对于温度计而言，如果较小的温度变化能够带来较大的电压输出，则称其灵敏度高。

3. 量程或动态测量范围

量程（动态测量范围）是指能够被传感器转换成电信号的输入物理信号范围。该范围外的信号可能会带来难以接受的、很大的不精确性。当超出传感器供应商允许的传感器动态测量范围时，则需要参考传感器数据手册中的专门说明。单位通常为开尔文、帕斯卡和牛顿等。

4. 精度或不确定度

不确定度一般定义为实际信号与理想输出信号之间的最大期望误差。单位通常为开尔文。有时，不确定度以*满量程输出*（Full Scale Output，FSO）的分数或者读数的分数表示。例如，温度计的输出应确保精确到满量程输出的5%之内。计量学家一般把精度看作定性的术语，而把不确定度看作定量的术语。举例来说，若两个传感器的不确定度分别为1%和3%，那么前者可能具有更高的精度。

5. 迟滞

某些传感器在输入激励周期性变化时，不同周期中相同的激励对应的输出值并不相同。迟滞定义为被测量的期望误差的宽度范围。单位通常为开尔文或满量程输出的百分比。

6. 非线性度

非线性度（又常称线性度）指在某一特定的动态范围内，传感器实际传递函数相对于某一线性传递函数的最大偏离程度。对该偏离误差的几种衡量方法中，最常见的是把实际传递函数与这样一条“最佳直线”比较，该直线位于能够包围传感器量程内传递函数的两条平行线的中间。这种比较方法能使大部分传感器的性能达到最优，因而较为流行。另外也可能采用其他参考直线，因此用户在使用相同的参考直线时需仔细比较。

7. 噪声

任何传感器除产生输出信号外，还会产生输出噪声。某些情况下，传感器噪声小于电子装置中传感器后接电子元器件的噪声，或小于物理信号的波动，这时的传

感器噪声可以忽略。而在多数其他情况下，传感器噪声限制了基于传感器的系统的性能。噪声一般分布在频谱中。很多常见的噪声源产生的噪声为白噪声，也就是说其在所有频率上的噪声谱密度都相同。例如，电阻中的Johnson噪声就是这种白噪声。白噪声功率谱密度的单位可用“电压单位/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ”表示。测量数据中加入的这种白噪声的幅度与测量带宽的平方根成正比。由于带宽和测量时间存在反向关系，因此可以说噪声随测量时间平方根的增加而减小。

8. 分辨率

传感器的分辨率定义为传感器可检测到的最小的信号波动。由于信号波动是瞬时现象，故波动的时间范围与最小可检测幅度应该存在某种关系。因此，这种分辨率定义无疑包含了被测量特性的信息。很多传感器都受白噪声限制。这些情况下，分辨率的单位可以用“物理信号的单位/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ”表示。对于特定的被测量，实际分辨率可由这个量与测量带宽的平方根之积获得。传感器数据手册中一般会给出分辨率，单位为“物理信号的单位/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ”，或给出针对特定测量的最小可检测信号。如果还给出了噪声分布的形状，就有可能把这些结果推广到任何测量中。

9. 带宽

任何传感器对物理信号瞬时变化的响应均为有限长时间响应。另外，很多传感器都存在衰减时间，即物理信号阶跃变化后传感器的输出衰减到初始值的时间。这两个时间的倒数分别对应于上截止频率和下截止频率。二者之间的频率范围即为传感器带宽。

1.1.3 示例器件的传感器性能特征

作为一个例子，我们将给出Analog Devices公司的现成产品ADXL150加速度计的性能参数值。

1. 传递函数

电压与加速度的函数关系为

$$V(Acc) = 1.5\text{V} + \left(Acc \times 167 \frac{\text{mV}}{g} \right)$$

该表达式包含传感器输出的灵敏度和失调信息，可用来预测传感器的性能。

2. 灵敏度

传感器的灵敏度由输出电压对初始工作点的加速度的导数给出。该设备的灵敏度为167mV/g。

3. 动态范围

ADXL322标定动态范围为±2g。当输入信号超出此范围时，传感器输出将继续变化，但生产商不能保证这时的灵敏度满足167mV/g。该传感器可承受的加速度达3 500g。

4. 迟滞

该器件不存在基本的迟滞源。数据手册没有对迟滞进行说明。

5. 温度系数

该传感器的灵敏度随温度变化，灵敏度变化确保不超过0.025%/C。无加速度时的失调电压（标称值为1.5V）也会变化，最大变化达2mg/C。当以电压表示时，失调变化不超过0.3mV/C。

6. 线性度

线性度为实际传递函数与特定工作范围内最佳直线的差别。数据手册表明，该传感器的线性度小于满量程输出的2%。数据手册给出了线性度预期偏差。

7. 噪声

噪声以噪声密度表示，且不超过300μg/ $\sqrt{Hz}$ 。将其与灵敏度（167mV/g）相乘得到以电压表示的噪声密度为0.5μV/ $\sqrt{Hz}$ 。那么对于10Hz的低通滤波应用来说，噪声的有效值约为1.5μV，且其加速度误差约为0.001g。

8. 分辨率

数据手册中所标的分辨率为300μG/ $\sqrt{Hz}$ 。

9. 带宽

该传感器的带宽取决于外部的电容和电阻。

1.1.4 传感器电子元器件简介

对整个设备而言，电子元器件与物理传感器元件同样重要。传感器电子元器件会限制传感器性能、成本和应用范围。合理设计传感器电子元器件可以实现噪声信号中信息的最佳提取。

大多数传感器本身不产生电压，而是像电阻这种无源器件那样工作：当施加外部激励时，其输出值作为对外部激励的响应而发生变化。为生成符合微处理器和A/D转换器（ADC）的输入的信号，需要对电阻进行“偏置”并对传感器输出信号进行“放大”。

1.1.5 传感器类型

1. 电阻式传感器电路

$$V_s = \frac{R_s}{R_1 + R_s} V_{in}$$

$$当\ R_1 >> R_s,\ V_s = \frac{R_s}{R_1} V_{in}\ 时$$

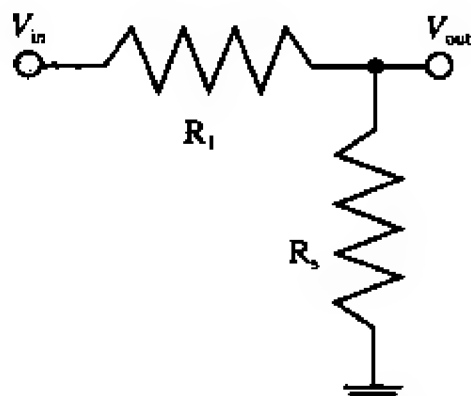


图1-1-1 分压器

电阻器件服从欧姆定律，即电阻上的电压等于流过该电阻的电流与电阻的乘积。另外，电路中流入某节点的电流必须从同一节点流出。这两条合在一起称为基尔霍夫定律，可以用来确定电路中的电流和电压。

可以直接对图1-1-1所示的例子进行分析。首先，我们知道，感应电阻两端的电

压等于电阻与电流之积。其次，注意到两个电阻上的压降等于两电阻之和乘以电流。解这两个方程即可得到输出端电压。这个步骤既适用于简单电路也适用于复杂电路。对每个这种电路，每对节点都有一个关于电压的方程（欧姆定律）和一个关于电流的方程（流入与流出该节点的电流相等）。将这些线性方程综合在一起求解总能解出所有的电压和电流。因此，测量电阻的一种方法就是给该电阻加上电流然后测量其压降。建立电流源有多种方式。最简单的一种由一个电压源和一个阻值远大于被测电阻的稳定电阻组成。这个参考电阻称为负载电阻。如图1-1-1所示，负载电阻与感应电阻连在一起。通过分析可知，电路中的主要电阻（负载电阻）为常数，因而电流几乎恒定不变。因此，感应电阻上的电压与感应电阻近似成正比。

如前所述，要想电路具有良好的线性度，负载电阻就必须远大于感应电阻。这样，输出电压就会远小于输入电压。因此，输出电压需要放大。

惠斯登电桥（如图1-1-2所示）是对简单分压器的一种常见的改进。它由图1-1-1所示的分压器结合另一仅含固定电阻的分压器而成。这个附加的分压器的作用在于提供一个参考电压，且其值等于检测分压器在感应电阻的某个标称阻值处的输出。电桥中可添加大量复杂的新特征以更精确地补偿一些特殊的效应，但这里的讨论仅限于最简单的设计，即只有一个感应电阻和三个桥路电阻，桥路电阻在某些标称工作点与感应电阻相匹配。

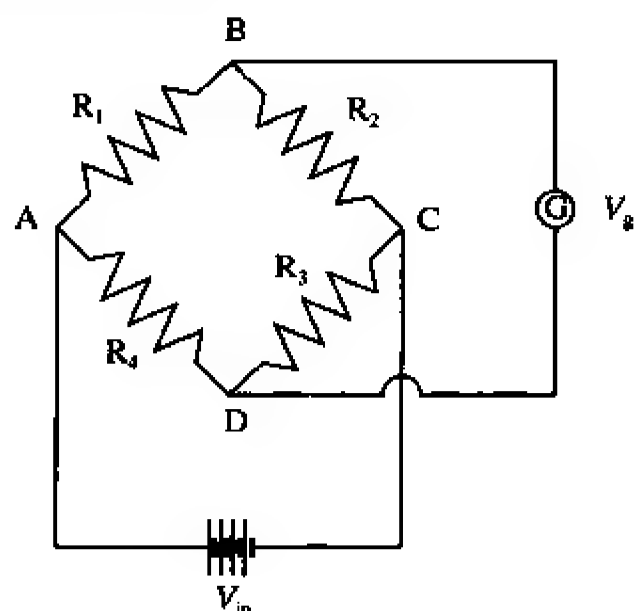


图1-1-2 惠斯登电桥

感应电阻取初始值时，检测分压器的输出电压与参考分压器的输出电压相等。感应电阻阻值的变化使得这两个电压具有微小电压差。该电压差可用差分放大器（例如仪表放大器）产生并放大。其主要优点是，差分放大器输出的失调电压很小，而且可自动补偿掉传感器常有的温度或其他因素对输出信号的影响。消除失调意味着输出端微小差分信号得到放大而失调电压不被放大，这使得剩余电路的设计更加容易。

2. 电容测量电路

很多传感器通过电容变化来响应物理信号。电容如何测量？一切电容都有如下的阻抗

$$阻抗=\frac{1}{\mathrm{i}\omega C}=\frac{1}{\mathrm{i}2\pi fC}$$

式中，f 和ω分别是以Hz和rad/s为单位的振荡频率，C为电容（单位为F）。i为−1的平方根，表示通过电容的电流与电容两端电压之间的相移。

电容内的导电元件之间存在物理隔离，因而直流电流无法通过理想的电容。不过，振荡的电压会引起电容电板上电荷的振荡，就像有物理的电荷在电路中流过一样。由于该振荡在实际电荷积累之前反向，因此这样分析没有问题。只要我们讨论

电压振荡，电容的等效电阻就是个很有意义的特性。

鉴于这一点，电容看起来很像一个电阻。因此，可以通过建立图1-1-1所示的分压器电路来测量电容，其中的负载电阻可以使用电阻也可使用电容。一般来说，电阻价格便宜，方便买到，而且温度系数远小于参考电容的温度系数，因此使用电阻最为容易。类似地，我们也可以建立电容电桥。本质的不同仅在于电路必须随电压振荡而偏置。电容的等效“电阻”取决于交流偏置的频率，因此仔细选择该频率非常重要。这样，用于电阻测量的电桥的所有优点也都体现在了电容测量中。

然而，提供交流偏置可能会有问题，而且把交流信号转变成适合微处理器接口的直流信号也是个重大难题。另一方面，调制信号的出现使我们有机会利用先进的采样和处理技术。一般来说，必须使用电压振荡器对传感器进行偏置。不过，通过自动从逆时针相位中减去电压的方式，电压振荡器也可用来触发电压采样电路。因为加入的只是以正确频率振荡的信号，而去除了位于其他频率的噪声，所以这项技术颇有价值。近年来，这种电路比较流行，其中一个原因是，使用普通的数字VLSI制造工具就能轻易地设计和制造它们。时钟和开关很容易用CMOS电路中的晶体管制造。因此，这种设计附加成本很小。但无论如何都要记住，必须要有振荡电路对传感器进行偏置。

电容测量电路越来越多地用各种集成了时钟和采样功能的电路实现。这种电路能很好地测量电容，但是由于时钟开关给电路引入了噪声电荷，其测量性能并不是很好。这些噪声带来了难以完全消除的电压失调和误差。所以，要想精确地测量电容就需要采用昂贵、精密的电路系统。

大多数传感器电容相对较小（一般为100pF），测量频率范围为1kHz～100kHz，因而电容的阻抗很大（一般大于1mΩ）。这么高的阻抗使寄生信号很容易在放大器之前就进入电路，这给被测信号的提取带来了问题。因此，对电容测量电路来说，应使电容与第一个放大器之间的物理间隔尽可能小，这点非常重要。对于由硅制造的微传感器，通过把测量电路和电容元件集成在同一芯片上可解决这个问题，ADXL311芯片就是这样。

3. 电感测量电路

电感本质上也是电阻元件。电感的“阻值”可由$X_L = 2\pi fL$得到。与图1-1-1所示的分压器电路或电桥中其他无源元件的阻值相比，该阻值没有什么区别。电感式传感器机械结构制造技术的费用庞大，我们一般很少使用便宜的电路。一般来说，很大程度上是因为电感是由按某种形式绕成的线圈组成的三维元件。所以，电感测量电路往往按照电阻分压器方法而采用各种传统的电路形式。

1.1.6 传感器的局限性

1. 电阻测量的局限性

- 导线电阻——从电阻式传感器元件引出的导线自身也有电阻。这些电阻足以增加测量误差，而且不能忽略它们的温度依存性。所谓的4线电阻方法是解决该

问题的一个有用的方法（如图1-1-3所示）。这种情况下，（来自图1-1-1中那种电流源的）电流流过导线和传感器元件。另一对导线独立地与传感器导线连接，单独对这对导线上的电压进行读取。

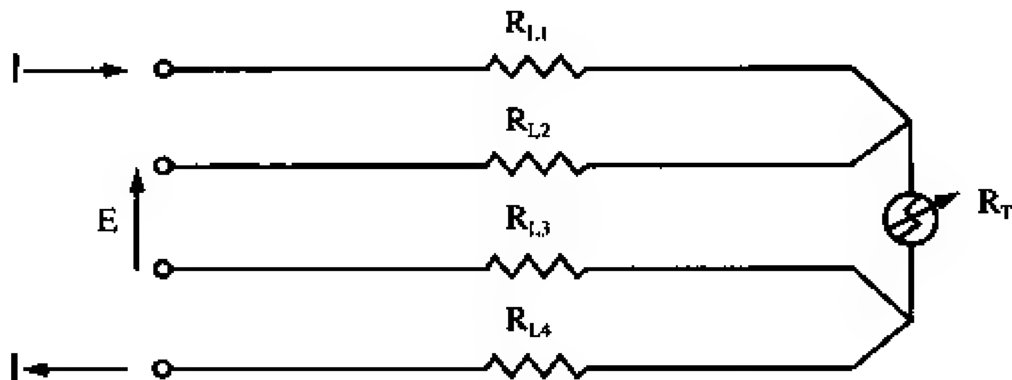


图1-1-3 导线补偿

假设电压测量仪几乎没有电流通过（见下一点），它仅仅测量传感器元件上的压降。当传感器电阻很小时，导线电阻是个很大的麻烦，此时，这种4线配置显得尤其重要。

- 输出阻抗——测量网络具有一个特征电阻，简单地说，这个电阻决定了连在输出端而不改变输出电压的电阻阻值的下限。例如，若热敏电阻的阻值为10kΩ，负载电阻为1MΩ，则该电路的输出阻抗约为10kΩ。如果把1kΩ的电阻通过导线连在输出端，输出电压约减少90%。原因是电路的负载（1kΩ）比电路输出阻抗（10kΩ）小很多，负载使输出电压下降了。因此，对于可能连接到这种电路输出端的一切测量仪器，我们都必须关心其等效电阻。这是众所周知的问题，故人们常常把测量仪器的输入阻抗设计成最大值，以使负载效应最小。在讨论中，我们必须小心设置仪器的输入阻抗，使其远大于传感器输出阻抗。

2. 电容测量的局限性

- 杂散电容——实际环境中的任何导线都有相对于大地的有限电容。如果某传感器从输出端看上去像是电容，就必须小心处理连接传感器与其余电路的导线。这些杂散电容如同测量电路的附加电容，会引起测量误差。产生误差的原因之一是，这些相对地有运动的导线导致电容波动，这可能污染信号。鉴于这些效应由声压引起的振荡导致，常被称为颤噪效应。为使杂散电容降到最小，一种重要的方式是把传感器元件与剩余电路的间隔减到最小。另一种方式是采用虚地放大器（将在后文提到）。

1.1.7 滤波器

在测量时，为把信号从噪声中分离，电子滤波器起着很重要的作用。下面介绍几种基于传感器的系统中用到的滤波器。

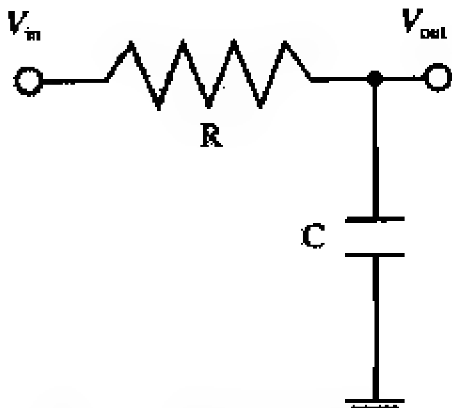


图1-1-4 低通滤波器

- 低通——低通滤波器在分压器配置中使用电阻和电容，如图1-1-4所示。在这种电路中，电容

的“阻值”在高频段下降，因此，当输入频率增加时，输出电压下降。这样，这种电路有效地滤除了高频率而让低频率“通过”。

数学分析如下。

用复数表示阻抗，设

$$Z_1 = R,\ Z_2 = \frac{1}{\mathrm{i}\omega C}$$

运用图1-1-1中分压器方程

$$V_{out} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_{in}$$

代入Z_1和Z_2得

$$V_{out} = \frac{\frac{1}{\mathrm{i}\omega C}}{R + \frac{1}{\mathrm{i}\omega C}} V_{in} = \frac{1}{\mathrm{i}\omega RC + 1} V_{in}$$

V_{out}的幅度为

$$|V_{out}| = \sqrt{\frac{1}{(\omega RC)^2 + 1}} |V_{in}|$$

V_{out}的相位为

$$\phi = \tan^{-1}(-\omega RC)$$

- 高通——高通滤波器与低通滤波器十分类似，只是电阻和电容的位置互换，如图1-1-5所示。对高通滤波器的分析如下。

与低通滤波器相似，

$$V_{out} = \frac{R}{R + \frac{1}{\mathrm{i}\omega C}} V_{in}$$

其幅度为

$$|V_{out}| = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} |V_{in}|$$

相位为

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{-1}{\omega RC}\right)$$

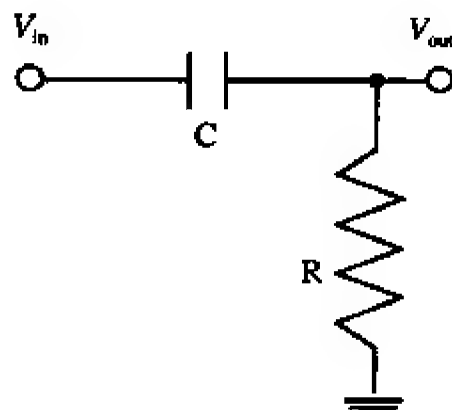


图1-1-5　高通滤波器

- 带通——将低通滤波器和高通滤波器结合，就得到了带通滤波器，如图1-1-6所示。它能使频率在两个预设振荡频率之间的信号通过。其电路图和推导如下。

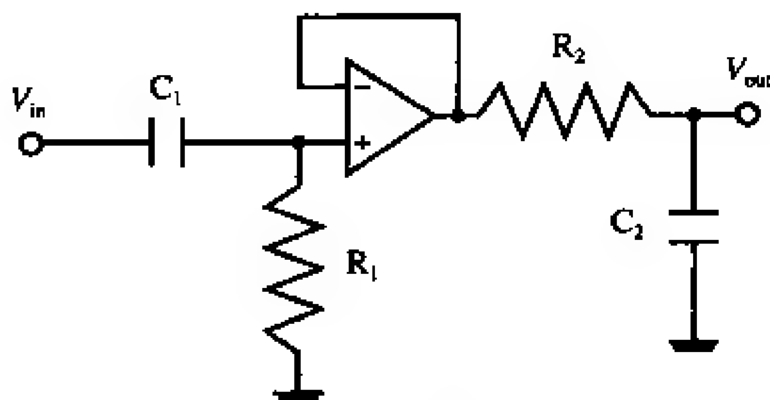


图1-1-6 带通滤波器

设高通滤波器的振荡频率为ω_1，低通滤波器的振荡频率为ω_2，使

$$\omega_{1co}=\frac{1}{R_1C_1},\ \omega_{2co}=\frac{1}{R_2C_2},\ \omega_1<\omega_2$$

则V_{out}与V_{in}的关系为

$$V_{out}=\left(\frac{1}{i\omega_2R_2C_2+1}\right)\left(\frac{i\omega_1R_1C_1}{i\omega_1R_1C_1+1}\right)V_{in}$$

运放置于电路中间，目的是隔离低通滤波器与高通滤波器，使它们不会明显影响对方的阻抗。该电路中，运放的作用仅相当于缓冲器。下面进一步讨论其具体作用。

1.1.8 运放

运放是信号处理中经常用到的电子器件。虽然运放的使用比较复杂，但是为了理解常见的带有运放的传感器电路，设计人员需要熟悉几条简单的规则和一些电路模块。

运放本质上是一个2输入、1输出的器件。其输出电压等于同相输入与反相输入之差和一个大的增益（10^5）的乘积。简单的放大器并不经常使用运放。

在运放的实际应用中，反馈这个概念尤其重要。例如，考虑所谓跟随器结构的电路，如图1-1-7所示。注意到反相输入直接与输出相连。若输出小于输入，则输入信号之差为正，输出电压增加。这种自适应调节持续进行直到输出电压等于同相输入电压。稳定后输出电压跟随同相输入电压变化。这种电路似乎用处不大，但要考虑到运放的输入阻抗可高达$10^9\Omega$，而输出阻抗比输出阻抗小很多数量级，因此，这种跟随器电路是分离高输出阻抗电路与低输入阻抗电路的绝佳方式。

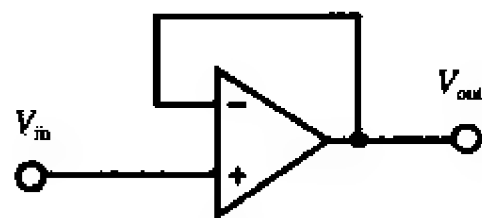


图1-1-7 同相单位增益放大器

运用运放的“黄金规则”可以容易地分析运放电路。

（1）运放输入端没有电流流入。

（2）当存在负反馈时，输出电压值总是试图使其与输入电压之差为零。

黄金规则只适用于理想运放，不过，大多数情况下运放均可视为理想运放。我们用这些规则再来分析一些电路。

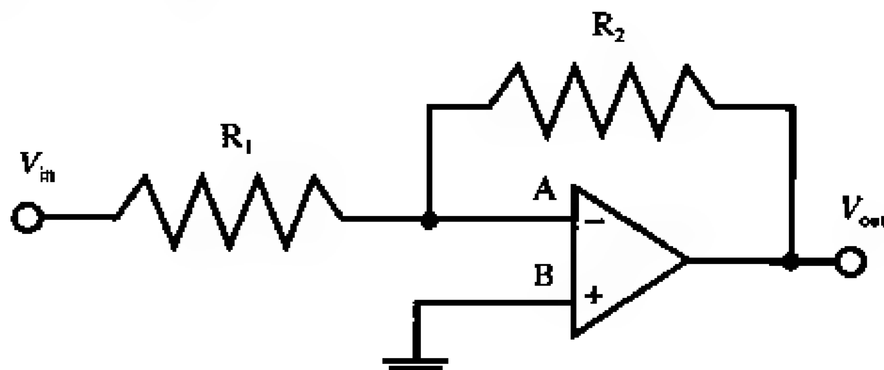


图1-1-8 反相放大器

图1-1-8是个反相放大器的例子。我们可按如下步骤推导其方程。

（1）B点接地，因此A点也接地（规则2）。

（2）V_{in}到V_{out}的电流恒定（规则1），故$V_{out}/R_2 = -V_{in}/R_1$。

（3）因此，电压增益为$V_{out}/V_{in} = -R_2/R_1$。

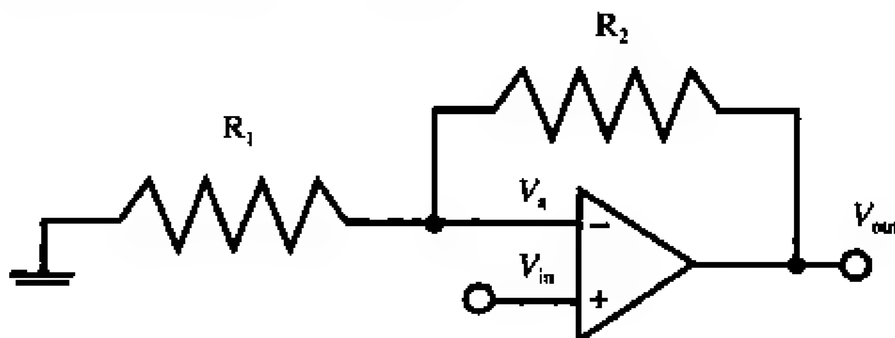


图1-1-9 同相放大器

图1-1-9给出了另一种很有用的运放配置电路。这是一个同相放大器，与反相放大器略有不同。下面按步骤分析。

（1）$V_a = V_{in}$（规则2）。

（2）V_a来自分压器，故$V_a = (R_1/(R_1 + R_2))V_{out}$。

（3）因此，$V_{in} = (R_1/(R_1 + R_2))V_{out}$。

（4）$V_{out}/V_{in} = (R_1 + R_2)/R_1 = 1 + R_2/R_1$。

下一节将进一步讨论传感器系统及其信号调理。

1.2 传感器系统

Walt Kester 技术员 Analog Devices公司

本节讨论传感器及其相关的信号调理电路。该主题涉及内容很广，这里的重点是讨论完全涵盖信号调理的传感器，并展示信号调理在整个系统中的重要地位。

严格地说，传感器是接收信号或激励并以电信号进行响应的设备，而变换器(transducer)是把一种能量转换成另一种能量的转换器。不过，实际上这两个术语常常交替使用。

传感器及其相关电路常用来测量各种物理特性，如温度、力、压力、流量、位置、光强等。传感器受这些特性激励，其输出被调理或处理成与这些物理特性相应的测量值。如图1-2-1所示。这里我们不会讨论所有类型的传感器，而只讨论那些最常见的，特别是用于过程控制和数据采集系统的传感器。

传感器不能独自工作。它们一般是作为某一更大系统的一部分，该系统由信号调理器和各种模拟或数字信号处理电路组成，例如可以是测量系统、数据采集系统或过程控制系统等。

传感器可按各种方式分类。从信号调理的角度把传感器分为有源和无源两类很有意义。有源传感器需要外部激励源。基于电阻的传感器，如热敏电阻、RTD和应变计，属于有源传感器。这是因为它们必须有电流通过才能测量相应的电压以确定阻值。也可以把这些器件放在电桥中，但同样需要外部的电流或电压。如图1-2-2所示。

另一方面，无源（passive或self-generating）传感器不需外部电压或电流就能产生电输出信号。例如，热电偶和光电二极管分别产生独立于外部电路的热电电压和光电流，它们都是无源传感器。需要注意，这里关于有源和无源的定义是指传感器需要和不需要外部有源电路来产生电输出信号。

传感器：
把表示物理特性的信号或激励转换成电输出信号
变换器：
把一种能量转换成另一种能量
两种术语常交替使用
有源传感器需要外部激励源，如RTD、应变计
无源传感器不需要外部激励源，如热电偶、光电二极管、压电体

图1-2-1 传感器总结

特性	传感器	有源/无源	输出
温度	热电偶	无源	电压
	硅	有源	电压/电流
	RTD	有源	电阻
	热敏电阻	有源	电阻
力/压力	应变计	有源	电阻
	压电体	无源	电压
加速度	加速度计	有源	电容
位置	LVDT	有源	交流电压
光强	光电二极管	无源	电流

图1-2-2 典型的传感器及其输出

另一种传感器分类方法是根据传感器所测量的物理特性进行分类，本书以后部分均采用这一分类方法。这样就有了温度传感器、力传感器、压力传感器、运动传感器等。不过，即使传感器所测量的特性不同，其电输出类型却可能一样。例如，RTD和电阻式应变计都是可变电阻器。RTD和应变计经常放置于电桥中，它们的信号调理电路也很相似。事实上，电桥及其信号调理电路值得详细讨论。

大多数传感器（无论有源还是无源）的满量程输出都是相对较小的电压、电流或电阻变化的，故在进行进一步的模拟或数字处理之前其输出信号必须适当地调理。因此形成了一类完整的电路，通常称为信号调理电路。它们应具备基本的信号调理功能，包括放大、电平转换、电隔离、阻抗转换、线性化和滤波。

然而，不管信号调理采取何种形式，电路组成及其性能均受传感器及其输出信号的电气特性控制。不同的应用对应不同的参数，例如灵敏度、电压电流等级、线性度、阻抗、增益、失调、漂移、时间常数、最大额定功率、杂散阻抗以及其他应考虑的重要参数。利用这些参数对传感器的准确描述可以判断器件的应用是否成功，尤其对于高分辨率高精度测量和低电压测量两种情况。

高度集成使集成电路在模拟和数字信号调理中起到重要的作用。测量设备专用的ADC经常自带位于芯片内部的可编程增益放大器（PGA）和其他有用的电路（如驱动RTD的电流源），这最大程度地降低了对外部信号调理电路的需求。

多数传感器输出信号与激励成非线性关系，因此为进行正确的测量必须对输出进行线性化处理。这个功能可由模拟技术实现。然而，最近引进的高性能ADC可以利用软件更有效、更准确地进行线性化，不再需要使用多个（有时是交互式的）微调电阻进行繁琐的人工较准。

图1-2-3表示传感器在某一典型的过程控制系统中的应用。假设受控的物理特性为温度。对该温度传感器的输出信号调理后再用ADC进行数字化。微控制器（或主机）判断温度比期望值大还是小，然后给D/A转换器（DAC）输出一个数位字。接着对DAC的输出信号进行调理并用该输出信号驱动执行器（本例中为加热器）。注意控制中心与远程过程的接口采用工业标准的4mA～20mA环路。

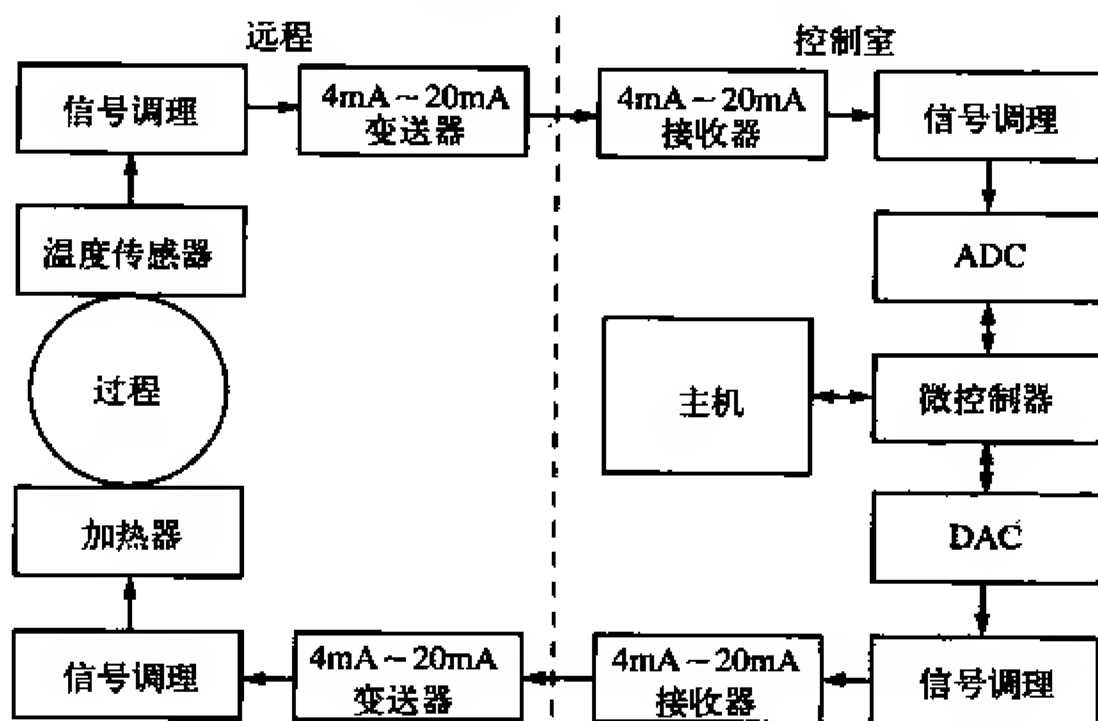


图1-2-3 典型的工业过程控制环路

在数字采集、过程控制以及测量中，越来越多地使用数字技术来处理传感器输出信号。一般来说，8位微控制器（例如基于8051微控制器）的速度和处理能力足以满足大多数的应用要求。通过加入模/数转换能力和微控制器对传感器自身的可编程

能力，可实现具有自主校准、线性化等特点的"智能传感器"。这样智能传感器可直接接入工业网络，如图1-2-4所示。

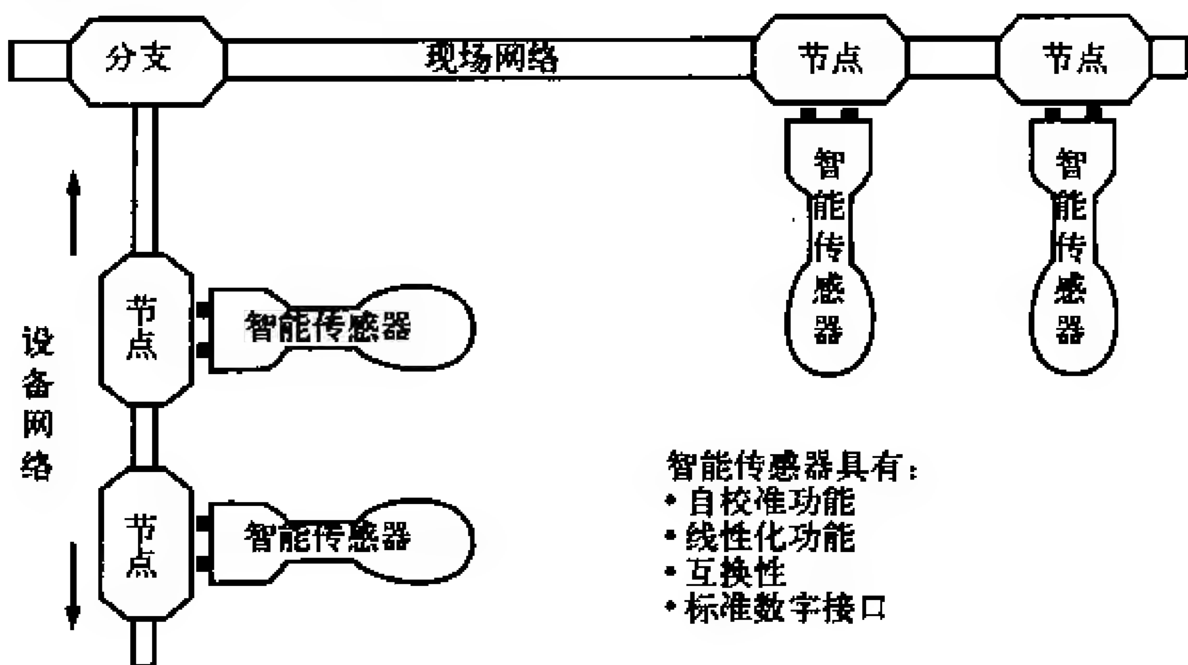


图1-2-4 智能传感器的数字接口标准

智能传感器的基本组成如图1-2-5所示，由多个集成电路组成。Analog Devices公司MicroConverter™系列产品包括芯片内部的高性能多路复用器、ADC和DAC，外加闪存、符合工业标准的8052微控制器核以及其他的支持电路和标准串口配置。由这些集成电路首次在单个芯片上实现了真正智能的传感器数据采集系统（高性能数据转换电路、微控制器和闪存），如图1-2-6所示。

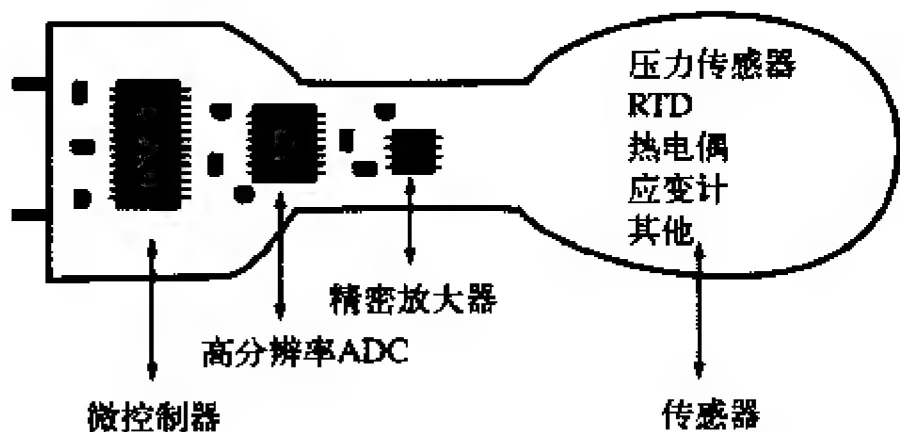


图1-2-5 智能传感器的基本元件

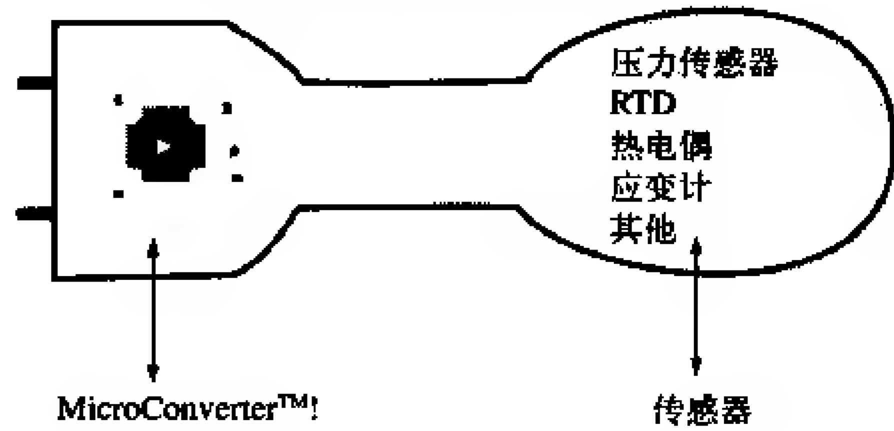


图1-2-6 更加智能的传感器

第2章　应用上的考虑

Jon Wilson 技术编辑

如果应用传感器不当，即使质量再优越、技术再新潮、校准再精确、选型再谨慎，仍会输出完全错误的数据。本章讨论为确保传感器的正确应用而必须考虑的一些问题。

下面的检查表最初于20世纪70年代末由Endevco公司应用工程部制订。一直以来，每当出现一处新的问题，该表都会相应更新。虽然，通常该表可用于任何传感器应用设备，但是上面的条目并非对任何特定应用都适合。尽管如此，该表仍可提醒人们在选择和应用任何传感器时必须想到并回答一些重要的问题。

仪器设计师面临的最棘手的问题之一常常是如何选取合适的测量系统。对经济性的现实考虑、对安全性以及硬件功能正确性的迫切需求越来越多地要求每次测量的数据精确可靠。

另一方面，每个应用彼此各不相同，而且数据要求也可能不一样。随着测量的进行，通常数据越来越多地受运算、分析和检查的影响。这种情况下，仪器设计师无法依靠通用的测量系统和期望来获得可以接受的数据。他必须细致地分析即将进行测试的方方面面：试验样品、环境条件和分析预测（如果情况允许）。多数情况下，经过这个过程就能清楚地确定如何选取系统各组成部分。而在另外一些情况下，这种分析不可避免地带有一定的妥协和折中，这提醒仪器设计师和他的顾客，设计结果可能会有一些缺陷。

本章旨在帮助读者选取可以接受的测量系统。尽管我们希望本章会对读者有所帮助，但也明白本章无法涵盖实际中可能出现的所有情况。

现在我们来看一下几种仪器选型谨慎但测试仍然失败的假设情形。

（1）为评估路基状态，需在有轨电车的轴承上测量具有较低加速度的低频信息。通过对待测环境的大量评估，选择一种高灵敏度、低谐振的压电加速度计。然而，当车轮撞击轨道间的缝隙时会产生冲击，且这种冲击将使放大器饱和，从而不可能采集到任何有意义的数据。

（2）某种测试产品必须置于振动和“温度剧烈变化”的复合环境之中。工程师没有咨询制造商就选择了一种额定温度高的加速度计。结果，瞬态热输出淹没了振动数据。

（3）考虑到接地环路，选择一个绝缘加速度计。测试结构部分由重量轻的成分组成，而且某些加速度计并没有参考地。结果，对信号线的辐射干扰造成的电容耦合淹没了数据。

我们希望通过上述示例阐明：对任何测量系统来说，仅仅考虑我们希望测量的

物理量是不够的。事实上，对于目前所有的物理现象和电现象，为防止它们带来的数据淹没、可能的数据恶化和潜在的数据污染，都需要认真考虑。用户必须记住，任何测量系统都对其所处的整个环境有反应。

2.1 传感器特性

一般来说，未来的用户都需要根据产品数据手册中对产品特性的描述进行选型。一份典型的数据手册中往往包含大量的性能特性。不少制造商认为数据手册应该提供尽可能多的信息。不幸的是，大量的信息也给未来的用户带来了一定的混淆，特别是对新用户。因此，仪器设计师必须确保真正理解相关的特性及其对测量的影响。只要存在疑问，就应联系制造商寻求解释。

2.2 系统特性

选择传感器和信号调理器应该使其作为一个系统协同工作。而且，该系统必须在未来的应用中正常工作。总系统精度通常在很大程度上受环境效应、动态特性等传感器特性影响。与传感器误差相比，非线性度、谐波失真、频响曲线平坦度等放大器特性通常可以忽略。

2.3 仪器选型

用于精确测量的传感器/信号调理器的选型是一项技巧性强、要求细心的工程。必须考虑到环境、机械和测量等各种条件。同时设备的安装必须仔细计划，认真实施。下面一些指导方针可帮助用户选取和安装测量系统以获得最高精度。

2.3.1 传感器

传感器是测量系统中最重要的元件。如果数据的失真或损坏由传感器造成，那么几乎没有办法修复。

1. 测量环境中传感器能否令人满意地工作？

检查

- 温度范围
- 最大冲击和振动
- 湿度
- 压力
- 声级
- 腐蚀性气体
- 磁场和射频场
- 核辐射
- 盐雾

- 瞬态温度
- 安装表面的应力

2. 传感器特性能否提供所需的数据精度?

检查

- 灵敏度
- 频率响应
    - 谐振频率
        - 微小谐振
- 内部电容
- 横向灵敏度
- 幅度线性度和迟滞
- 温度偏差
- 重量和尺寸
- 最高温度下的内部电阻
- 校准精度
- 应变灵敏度
- 极限温度时的阻尼
- 零输出
- 热零点漂移
- 瞬态热响应

3. 对于该应用安装是否正确?

检查

- 是否需要绝缘螺栓?
- 接地环路
- 标定仿真
- 需要黏结式安装?
- 螺纹尺寸、深度和等级

2.3.2 电缆

电缆和连接器通常是测量系统链中最薄弱的环节。

1. 电缆能否在测量环境中正常工作?

检查

- 温度范围
- 湿度条件

2. 电缆特性能否满足所要求的数据精确度?

检查

- 低噪声
- 尺寸和重量
- 灵活性
- 是否需要密封连接

2.3.3 电源

1. 电源能否在测量环境中正常工作?

检查

- 温度范围
- 最大冲击和振动
- 湿度
- 压力
- 声级
- 腐蚀性气体
- 磁场和射频场
- 核辐射
- 盐雾

2. 电源对该应用是否合适?

检查

- 电压调节
- 电流调节

恒流输出电压

- 电压输出可调整?
- 电流输出可调整?
- 输出线较长?

  需要外部传感

- 隔离
- 模式卡（如果需要的话）

3. 电源特性能够满足所要求的数据精度吗?

检查

- 负载调整率
- 线性调整率
- 温度稳定性
- 时间稳定性
- 波纹和噪声
- 输出阻抗
- 线路瞬态响应

- 对地噪声
- 直流隔离

2.3.4 放大器

放大器必须提供增益、阻抗匹配、输出驱动电流以及进行其他信号处理。

1. 此放大器能在该测量环境中正常工作吗?

检查

- 温度范围
- 最大冲击和振动
- 湿度
- 压力
- 声级
- 腐蚀性气体
- 磁场和射频场
- 核辐射
- 盐雾

2. 此放大器对该应用是否合适?

检查

- 输入线较长?

  需要电荷放大器

    需要远距离电荷放大器

- 输出线较长?

  需要功率放大器

- 机载

  尺寸、重量、功率限制

3. 放大器特性能够满足所要求的数据精确度吗?

检查

- 增益和增益稳定性
- 频率响应
- 线性度
- 稳定性
- 相移
- 输出电流电压
- 残留噪声
- 输入阻抗
- 瞬态响应

- 过载能力
- 共模抑制
- 零温度系数
- 增益温度系数

2.4 数据采集与读取

系统其余部分（包括另外的放大器、滤波器、数据采集和读出器件）会降低传感器-放大器的特性吗?

检查

- 检查前面各项，另外检查分辨率是否足够。

2.5 安装

若安装不够仔细，即使系统的选型和校准再认真也会产生不良数据。

2.5.1 传感器

1. 本器件是否状态良好随时可用?

检查

- 最新的校准
- 物理状态
  - 外壳
  - 安装面
  - 连接器
  - 用于安装的硬件
- 连接器是否清洁
- 内部电阻

2. 用于安装的硬件是否状态良好随时可用?

检查

- 安装面状态
- 螺纹状态
- 带垫圈的端槽
- 绝缘螺栓
  - 绝缘电阻
  - 螺栓过扭损伤
- 安装面清洁平整
- 传感器底面清洁平整
- 螺纹孔钻得足够深

- 螺模尺寸正确
- 螺纹孔与安装面真正垂直
- 螺栓的螺纹经过润滑
- 以建议的扭矩安装传感器

2.5.2 黏固粉涂敷

检查

- 安装面清洁平整
- 用于不平表面的牙科黏固粉
- 黏固粉固化适中
- 以建议的扭矩将传感器安装到胶黏单头螺纹

2.5.3 电缆

电缆状态是否良好并随时可用?

检查

- 物理状态
  - 电缆扭结、碎损
  - 连接器螺纹、插针
- 连接器是否清洁
- 连续性
- 绝缘电阻
- 电容
- 所有电缆连接是否安全
- 电缆固定合适
- 多余电缆缠系起来
- 具备滴水圈
- 密封连接器（如果需要的话）

2.5.4 电源、放大器和读出器

这些器件是否状态良好并随时可用?

检查

- 最新的校准
- 物理状态
  - 连接器
  - 外壳
  - 输出电缆

- 连接器是否清洁
- 安装是否安全
- 所有电缆连接是否安全
- 密封腰槽孔盖（如果需要的话）
- 使用中按照建议接地

只要用户满意地回答了上述问题，测量系统输出精确数据的可能性就会极高。

第3章 测量问题和测量准则

Jon Wilson 技术编辑

传感器最常用于进行定量测量，而不是定性检测或存在性检测。因此，很显然，传感器的选型和应用应该由测量需求决定。那么我们如何量化测量需求呢？

首先，我们必须考虑测量的对象。传感器几乎可以测量你能想到的一切事物和你想不到但别人想到的事物。或许其中最为常见的是压力、温度和流量，因为它们与很多工业过程和材料运送的监控有关。简要参观一下传感器方面的展览会，或者快速浏览一下因特网，就会发现传感器能够测量的物理量、特性或现象成百上千。

其次，我们必须考虑传感器所处的环境。在大多数测量系统中，造成测量误差的最大原因或许就是环境的影响。传感器甚至整个测量系统不仅将响应被测量，还将响应其所处的整个环境。极端情况下，传感器对环境的响应可能比对期望被测量的响应还要大。传感器工程师面临的最大挑战之一，就是使传感器对环境的响应最小而使其对所期望的被测量的响应最大。在传感器的选型和应用过程中，评估环境和评估传感器对测量系统的影响是极其重要的一部分工作。

环境不仅包括温度、压力和振动等参数，还包括传感器的安装和固定、电磁和静电效应以及各种环境之间的变换速率。例如，某传感器可能几乎不受极端温度的影响，但当温度迅速变化时，该传感器的误差却可能很大（瞬时热灵敏度）。

再次，我们必须考虑测量的精度（或不确定度）要求。通常，我们希望不确定度尽可能低，但是这在经济上未必可行甚至没有必要。测量得到的信息如何使用？从长远看，不确定度为1%和1.5%是否真正有差别？另一方面，很多现代数据采集系统的精度都远比执行测量功能的传感器的精度高，但用户不能因此而错误地认为，高分辨率数据采集系统能够由低精度传感器产生高精度的数据。

最后，同样重要的一点是用户必须确保整个系统按照可溯源到国家标准机构（例如美国国家标准与技术研究所，National Institute of Standards and Technology）标准的要求来校准。缺乏文档化的可追溯性，任何测量的不确定性都不得而知。必须对测量系统的每一部分进行校准并计算总的不确定度，换言之，整个系统都必须经过校准（“系统校准”或“前后一致的校准”）。

由于大多数传感器对于传统的“校准”并不具有任何调节能力，因此常常需要对传感器参数进行描述或计算。为了使测量的不确定度最小，描述时的安装和环境应当尽量与实际测量条件一致。

尽管本手册的重点是传感器技术，但正确地选择、校准和应用传感器是保证精确测量的必要条件（不是充分条件）。传感器必须适应整个测量系统及其所处的环境，并且融入其中。

第4章 传感器信号调理

Walt Kester 技术编辑 Analog Devices公司

一般情况下，传感器不能直接接入到记录、监视或处理信号的仪器中，因为信号可能不兼容，或者信号太弱或具有噪声。信号必须经过调理，比如整理、放大或变换到某种兼容的形式。

下面几节将对传感器信号调理的几个重要方面进行介绍。

4.1 调理电桥

4.1.1 概述

本节介绍电桥的基本概念。

电阻元件是最普遍的传感器之一。电阻元件的制造成本低廉，并且相对来说容易与信号调理电路进行连接。电阻元件可以设计成对温度、应变（通过压力或弹力）和光敏感。使用这些基本元件，我们可以测量许多复杂的物理量，如流体流量、质量流量（通过测量两个校准电阻之间的温度差）和露点湿度（通过测量两个不同的温度点）等。力传感器、压力传感器和加速度传感器通常都包含电桥。

根据传感器的设计和需要测量的物理量，传感器元件的电阻具有非常宽的范围，从小于100Ω到几百kΩ（如图4-1-1所示）。例如，RTD通常是100Ω或1 000Ω。热敏电阻则一般是3 500Ω或更高。

❑ 应变计	120Ω, 350Ω, 3500Ω
❑ 称重传感器	350Ω~3500Ω
❑ 压力传感器	350Ω~3500Ω
❑ 相对湿度	100kΩ~10MΩ
❑ RTD	100Ω, 1 000Ω
❑ 热敏电阻	100Ω~10MΩ

图4-1-1 常用传感器的电阻

4.1.2 电桥

电阻式传感器（如RTD和应变计）在响应温度或力等物理变量的变化时，其阻值的变化非常小。铂RTD（Platinum RTD）的温度系数大约是0.385%/°C。因此，对于100Ω的RTD来说，为了使温度分辨率达到1°C，测量精度必须远远超过0.385Ω。

在应变计的整个量程范围内，阻值的变化通常都小于标称阻值的1%，因此应变

计给我们带来了测量上的重大挑战。在使用电阻式传感器时，精确测量微小的电阻变化至关重要。

如图4-1-2所示，测量电阻的方法之一是在电阻式传感器上施加一个恒定电流，并测量其输出电压值。这需要有一个精确的电流源和一种精确测量电压的方法。电流的任何变化都将被认为是电阻的变化。另外，电阻式传感器的功耗必须很小，而且与制造商的推荐值相一致，使其自热不会造成误差。因此，驱动电流必须很小。

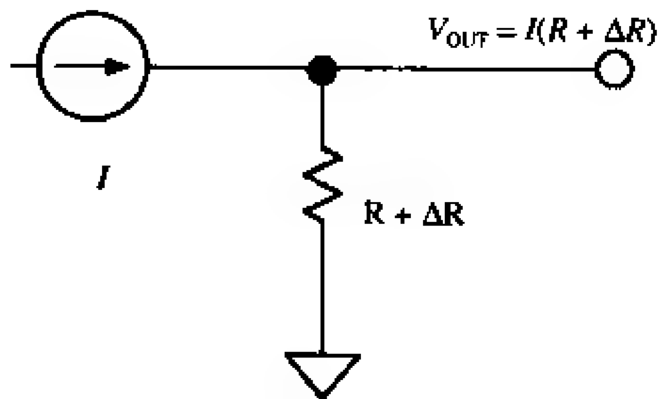


图4-1-2 使用恒流源间接测量电阻

电桥给我们提供了一种精确测量微小电阻变化的好方法。图4-1-3给出了一个基本的惠斯登电桥（事实上，它是在1833年由S. H. Christie提出的）。它由四个相互连接组成四边形的电阻、一个跨对角连接的激励源（电压源或电流源）以及一个跨另一个对角连接的电压计组成。该电压计用于测量跨激励连接的两个分压器之间的输出电压差值。

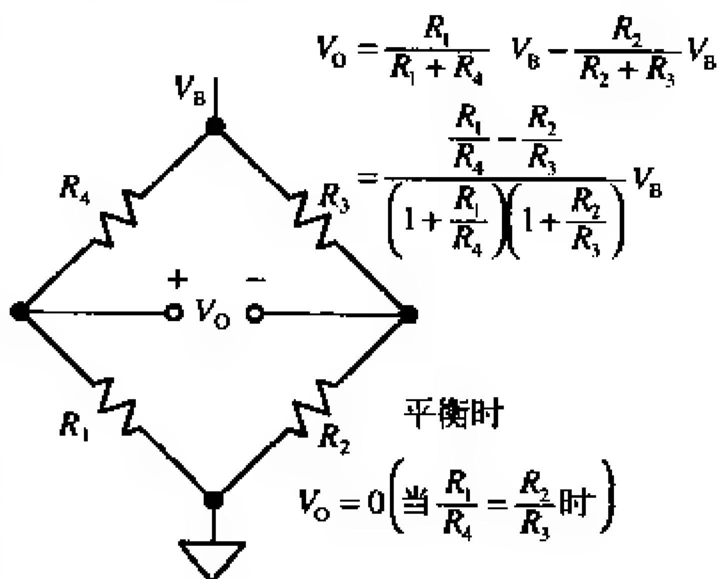


图4-1-3 惠斯登电桥

电桥通过与一个阻值类似的电阻进行比较来间接测量电阻。使用电桥的两种主要方式是将其作为一个零位检测器或作为一个直接读取类似电压差值的器件。

当$R_1/R_4 = R_2/R_3$时，无论激励模式（电流或电压，交流或直流）、激励幅度、输出模式（电流或电压）、检测器的阻抗如何，电阻电桥都处于归零状态。因此，如果设定R_2/R_3为K，那么当$R_1=K \cdot R_4$时就实现了归零。如果R_1未知，R_4是一个可精确确定的可变电阻，那么通过调整R_4直到归零，就可以确定R_1的大小。相反，在传感器类型的测量中，R_4可以作为一个固定的参考电阻，当外部变量（如应力、温度等）的大小使得$R_1=K \cdot R_4$时便会产生一个归零。

零位测量主要用于包含机电元件或有人参与的反馈系统。这些系统通过影响被测参数来驱动有源元件（如应变计、RTD、热敏电阻等），从而使电桥达到平衡。

然而，对于大多数使用电桥的传感器应用来说，测量电桥中一个或多个电阻与初始值的偏差是为了指示被测变量的幅值（或变化）。此时，输出电压的变化代表了电阻的变化。由于该电阻变化量一般都很小，输出电压变化可能只有几十毫伏，即便V_B=10V（称重传感器应用中的典型激励电压）也是如此。

在许多电桥的应用中，可能存在两个或四个元件发生变化。图4-1-4给出了四个适合于传感器应用的常用电桥以及相应将电桥输出电压与激励电压和电桥电阻相联系的等式。这里我们假定V_B是一个恒定的驱动电压。注意，由于电桥的输出与V_B成

正比，测量精度不会高于激励电压的精度。

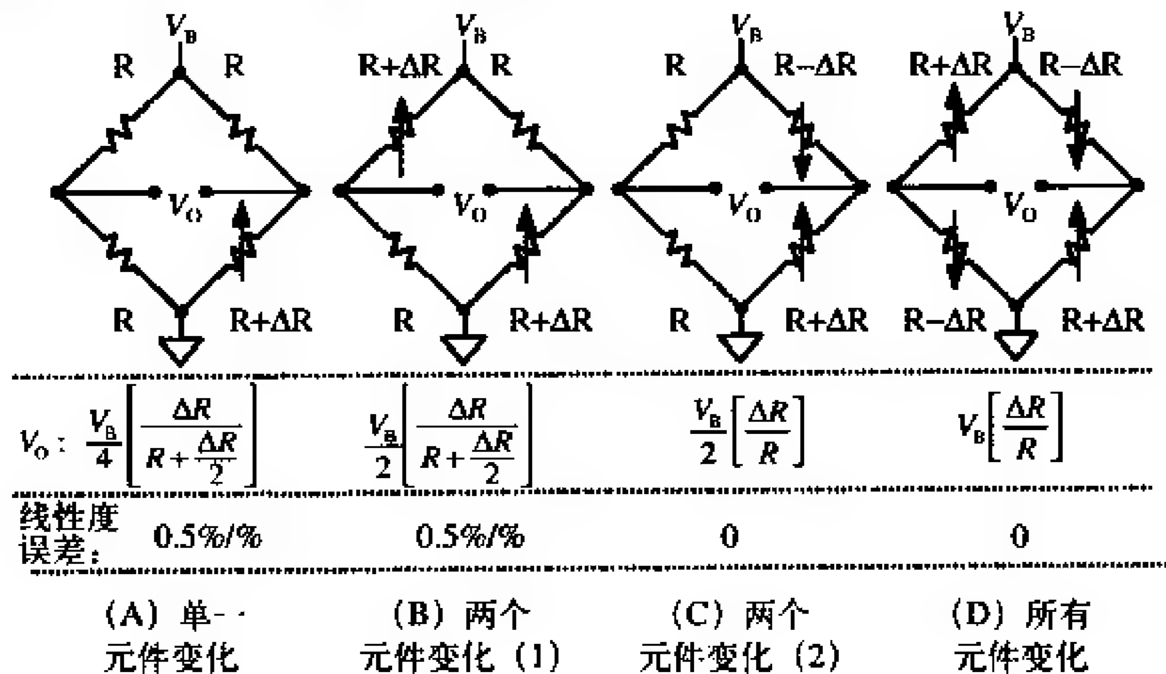


图4-1-4 恒定电压驱动的电桥结构的输出电压和线性度误差

在各种情况下，我们都选择让固定的电桥电阻R等于可变电阻器的标称值。可变电阻器和标称值的偏差与被测量的大小成比例，如应变计中的应力或RTD中的温度。

*电桥灵敏度*是输出电压的最大期望变化与激励电压的比值。例如，当V_B=10V、满量程电桥输出为10mV时，灵敏度就是1mV/V。

*单一元件变化电桥*是最适合于采用RTD或热敏电阻的温度测量场合。该结构也用于单一电阻式应变计。所有的电阻标称值都相等，但其中的一个（传感器）具有ΔR的变化量。根据等式可知，电桥输出与ΔR之间不是线性关系。例如，当R=100Ω、ΔR=0.152Ω（电阻值变化0.1%）、V_B=10V时，电桥输出是2.498 75mV。误差为2.500 00mV−2.498 75mV，即0.001 25mV。通过与2.5mV相除将它转换为占满量程的比例，可以得到一个大约是0.05%的端点线性度误差（电桥的端点线性度误差是电桥输出值到原点和满量程端点连线的最大误差，用占满量程的百分比来表示，但不包括满量程增益误差）。如果ΔR=1Ω（电阻值变化1%），电桥输出为24.8756 mV，表示端点线性度误差大约是0.5%。单一元件电桥的端点线性度误差可以由下式表示。

单一元件变化电桥的端点线性度误差≈阻值的变化率/2

*应当注意，上述非线性是电桥自身的非线性而不是传感器的非线性。*事实上，大多数传感器自身也具有一定程度的非线性，在最终测量中必须予以考虑。

在某些应用中，虽然电桥的非线性是可以接受的，但存在多种可行的方法对电桥进行线性化。由于电桥电阻变化与其输出之间具有确定的关系（见等式），故可以用软件来消除数字系统中的线性误差。也可以使用电路技术直接对电桥输出进行线性化，后面即将对它们进行讨论。

在两个元件变化的电桥中需要考虑两种可能性。首先，第一种即情况（1），两个元件向同一个方向变化，例如两个同样的应变计彼此相邻安装，且它们的轴相互平行。

这种情况下，电桥的非线性与单一元件变化的电桥相同，但增益却是单一元件变化电桥的两倍。两个元件变化电桥常见于压力传感器和流量计系统中。

两个元件变化电桥的另一种结构即情况（2），需要两个同样的元件向相反的方向变化。这对应于两个相同的应变计，一个安装在弯曲面的顶部，而另一个安装在底部。注意，该结构是线性的，而且与情况（1）类似，其增益是单一元件变化电桥的两倍。另一种理解该结构的方式是将$R+\Delta R$和$R-\Delta R$看作是中心抽头电位计的两部分。

对于一个给定的电阻变化，所有元件变化电桥产生的信号量最大，而且该电桥本质上是线性的。这是四个相同的应变计构成的称重传感器的行业标准结构。

电桥也可以由图4-1-5所示的恒流源来驱动。尽管不如电压驱动那么常见，但当电桥与激励源相距很远时，电流驱动方式更具优势，因为其布线电阻不会在测量中引人误差。同时也要注意，除了单一元件变化的情况外，所有结构的电桥在恒定电流激励下都是线性的。

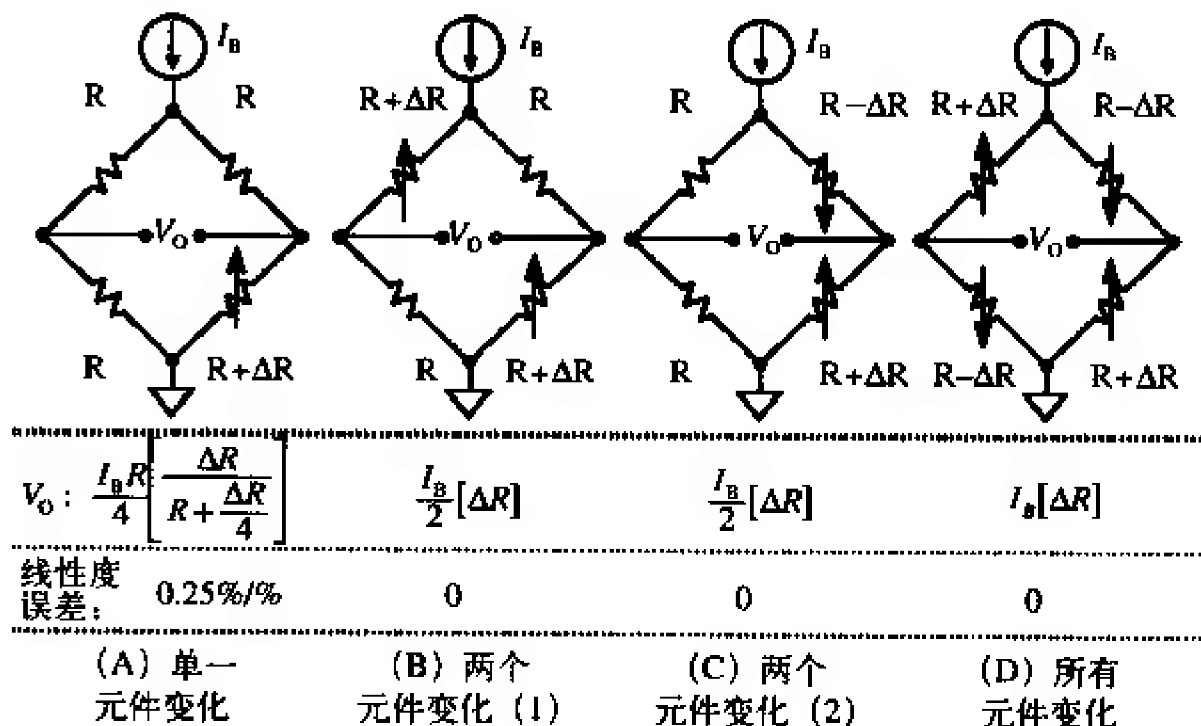


图4-1-5 恒定电流驱动的电桥结构的输出电压和线性度误差

总之，关于电桥还存在许多设计上的问题。如图4-1-6所示。在选定基本结构之后，必须确定激励方式。必须首先确定激励电压或电流的大小。记住，满量程电桥输出是与激励电压（或电流）成正比的。电桥灵敏度通常是1mV/V~10mV/V。尽管较大的激励电压能够相应产生较大的满量程输出电压，但也将导致更大的功耗和传感器电阻自热带来的误差。另一方面，较低的激励电压需要调理电路具有更大的增益，并对噪声更为敏感。

- 结构选择（一个、两个、四个元件变化）
- 电压或电流激励选择
- 激励电压或电流的稳定性
- 电桥灵敏度：满量程输出/激励电压，通常是1mV/V~10mV/V
- 满量程电桥输出：通常是10mV~100mV
- 所需的精度、低噪放大/调理技术
- 可能需要线性化技术
- 远程传感器带来的挑战

图4-1-6 电桥考虑事项

除了大小之外，激励电压或电流的稳定性也直接影响电桥输出的总精度。我们需要稳定的参考量和比值测量技术以保证

获得期望的精度。

4.1.3 电桥输出的放大与线性化

单一元件变化电桥的输出可以通过一个单一精密运放进行放大，其反相模式的连接如图4-1-7所示。尽管非常简单，但由于射频干扰（RF）和运放偏置电流的存在，该电路增益精度较差并且电桥不平衡。必须谨慎选取RF电阻器，使得共模抑制（CMR）最大。但是使CMR最大和允许选择不同的增益很难同时兼顾。另外，输出是非线性的。该电路的一个重要可取之处在于它可以单一电源供电，并且只需要一个运放。注意，由于连接到同相输入的RF电阻器返回的是$V_S/2$（而不是地），因此，该电路中的ΔR可以为正或为负，而且运放的输出以$V_S/2$为参考。

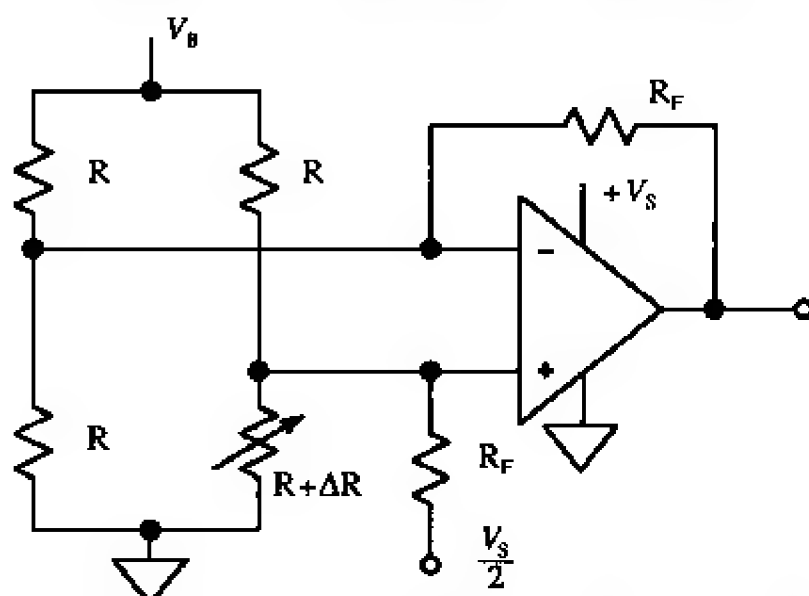


图4-1-7 单一元件变化电桥中使用单一运放作为电桥放大器

更好的方法是使用图4-1-8所示的仪表放大器。这个高效的电路具有更好的增益精度（通常由一个电阻器R_G进行设置），而且不会使电桥失去平衡。现代的仪表放大器具有更好的共模抑制能力。由于电桥的内在特性，其输出是非线性的，但可以通过软件进行修正（假定仪表放大器的输出通过A/D转换器进行数字化，并输入到微控制器或微处理器中）。

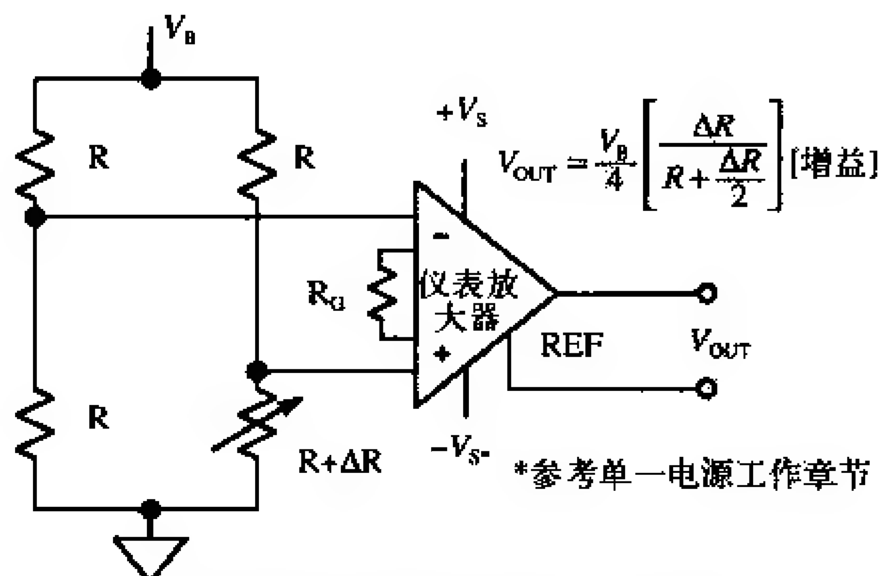


图4-1-8 单一元件变化电桥中使用仪表放大器

可以使用多种方法对电桥进行线性化，但区别电桥方程的线性度和传感器对所测物理量响应的线性度是非常重要的。例如，如果有源元件是RTD，那么实现该测量的电桥可能具有足够理想的线性度，但由于RTD自身的非线性，其输出也仍然是非线性的。使用电桥的传感器制造商采用多种方式来处理非线性问题，包括使电阻变化值很小、在电桥的有源元件上构造互补的非线性响应和使用电阻微调来进行一阶修正等。

图4-1-9给出了一个单一元件变化的有源电桥，其中运放通过施加一个与变化臂串联的电压来产生一个强制归零。该电压的幅值等于变化元件上增加的电压，但极性相反，而且该电压与ΔR成线性关系。由于是运放输出，它可以作为电桥测量的一个低阻抗输出点。该有源电桥的增益是标准单一元件变化电桥增益的两倍，而且其输出是线性的，即便对于较大的ΔR值也是如此。由于输出信号很小，电桥通常还要接一个二级放大器。因为该电路所使用的放大器的输出需要朝负向变化，所以必须双电源供电。

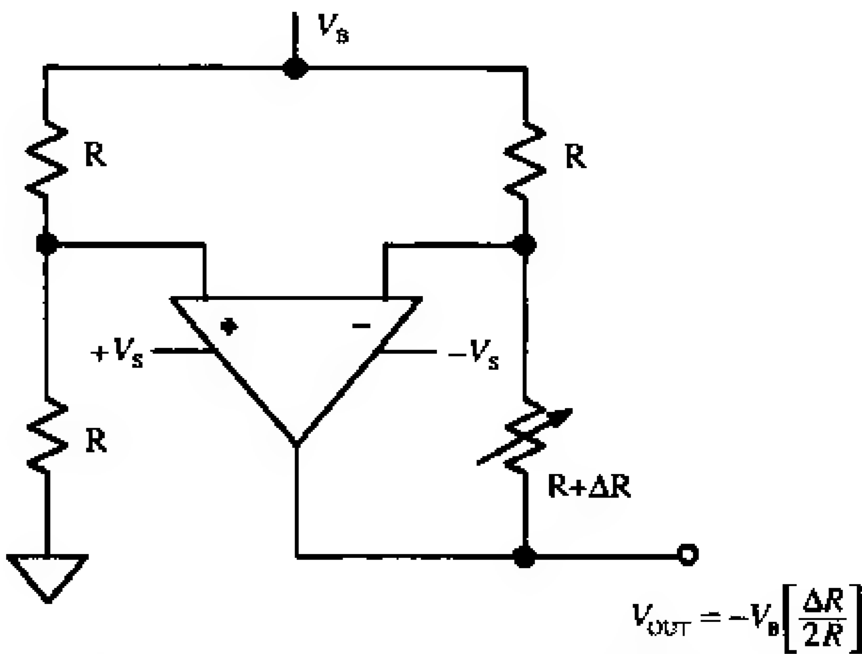


图4-1-9 单一元件变化电桥的线性化方法一

对单一元件变化电桥进行线性化的另一个电路如图4-1-10。电桥的底部通过一个

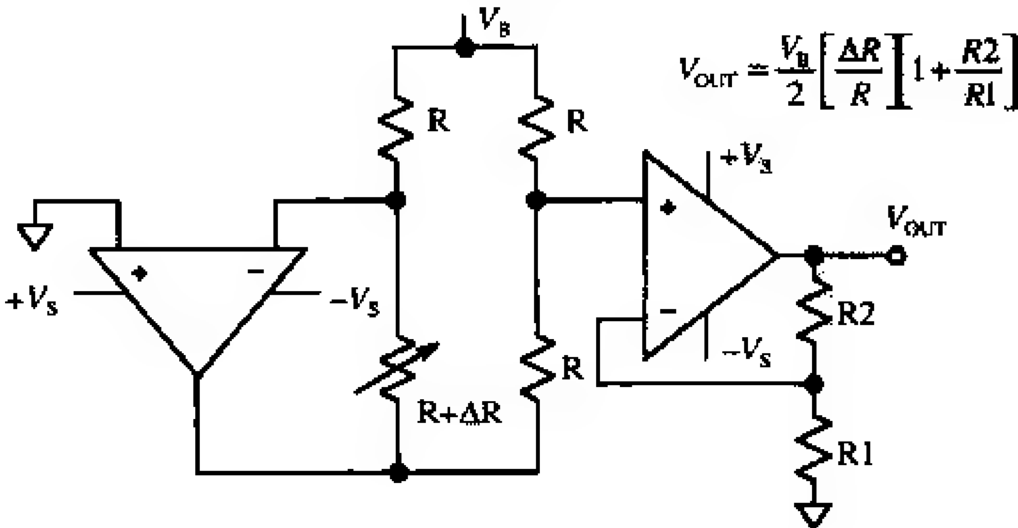


图4-1-10 单一元件变化电桥的线性化方法二

运放进行驱动，该运放在变化的电阻元件上提供一个恒定的电流。输出信号从电桥的右手臂取得，并通过一个同相运放进行放大。该电路的输出是线性的，但它需要两个双电源供电的运放。另外，为了得到精确的增益，R1和R2必须匹配。

对电压驱动的两个元件变化电桥进行线性化的电路如图4-1-11所示。该电路与图4-1-9中的电路非常相似，但具有两倍的灵敏度。它需要一个双电源供电的运放。另外，可能还需要额外的增益。

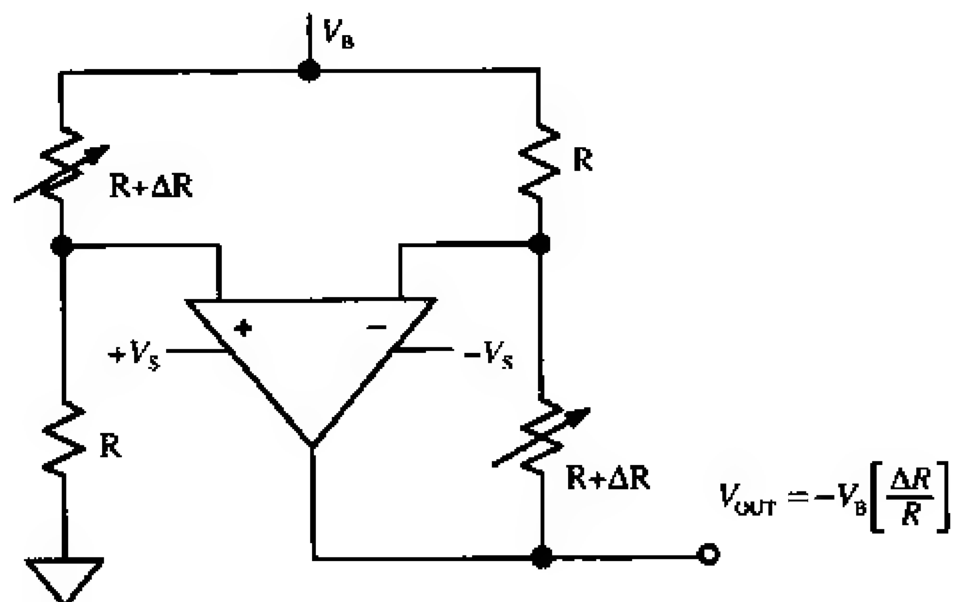


图4-1-11 两个元件变化电桥的线性化方法一（恒压驱动）

图4-1-12给出的两个元件变化电桥的电路采用一个运放、一个测量电阻和一个参考电压，在电桥上提供如下的恒定电流。

$$(I_B = V_{REF}/R_{SENSE})$$

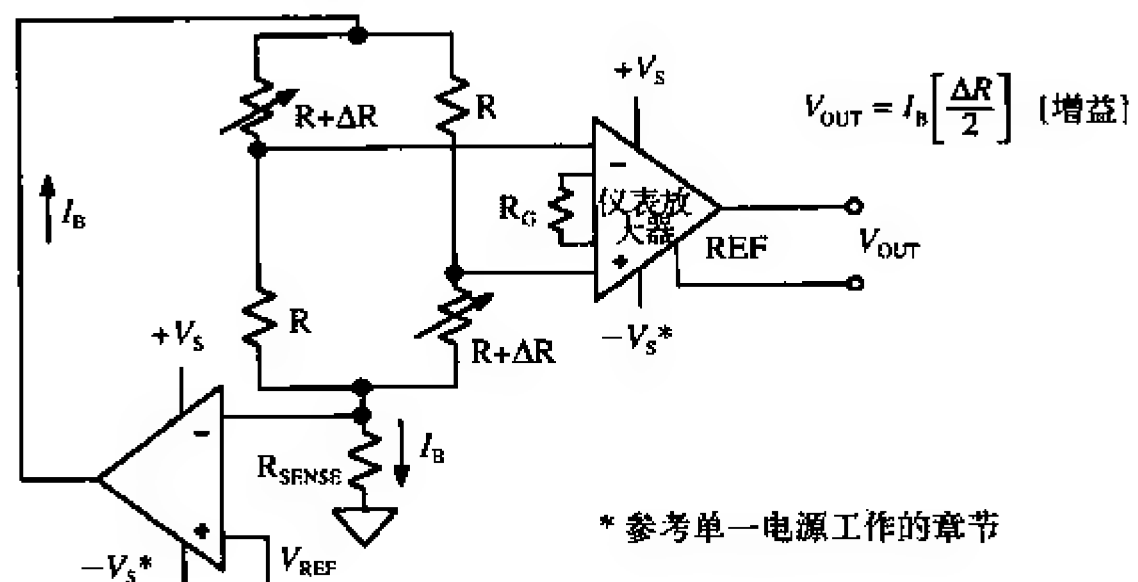


图4-1-12 两个元件变化电桥的线性化方法二（恒流驱动）

当电阻值发生变化时，电桥每个臂上通过的电流保持不变（$I_B/2$）。因此，输出是ΔR的线性函数。仪表放大器则用于提供额外的增益。通过正确地选择放大器和信号电平，该电路可以工作于单一电源。

4.1.4 电桥的驱动

布线电阻和拾取噪声是远程放置电桥的最大问题。图4-1-13中，一个350Ω的应变计通过100ft（1ft=0.304 8m）长的30gage双绞铜线与电桥的其他部分进行连接。该导线在25°C时的电阻是0.105Ω/ft。因此，与这个350Ω应变计相连的总引线电阻是21Ω。铜线的温度系数是0.385%/°C。现在，我们计算一下导线温度升高10°C时电桥输出的增益和失调误差。由于电桥的输出是两个分压器（各自来源于一个+10V电压源）输出之间的差值，因此这些计算很容易进行。

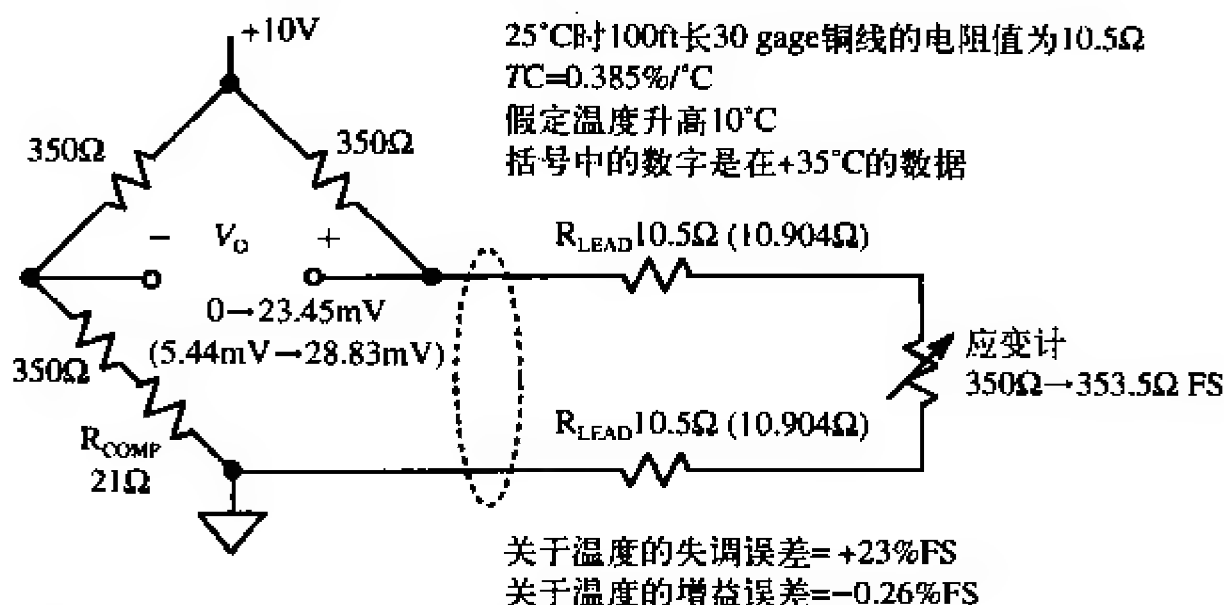


图4-1-13 远程电阻性电桥传感器中布线电阻产生的误差

应变计电阻（带皮线）在其标称电阻350Ω之上的满量程变化为+1%（即+3.5Ω），相应满量程应变计电阻为353.5Ω，这使得电桥输出电压为+23.45mV。注意，当应变计电阻为350Ω时，增加的21Ω R_{COMP}电阻可以补偿布线电阻并对电桥进行平衡。如果没有R_{COMP}，对于一个标称350Ω的应变计来说，将具有145.63mV的输出失调电压。该失调也可以很容易地通过软件进行补偿，但在本示例中我们选择用R_{COMP}进行处理。

假定导线温度比标称室温高10°C。这将使得每根引线的总引线电阻增加0.404Ω（10.5Ω × 0.003 85/°C × 10°C）。注意，图中括号内的值是在35°C时的值。总共增加的引线电阻（两根引线）是+0.808Ω。当不存在应变时，增加的引线电阻在电桥输出端产生一个+5.44mV的失调。满量程应变产生的电桥输出是+28.83mV（与不存在应变时相比，变化了+23.39mV）。因此，温度增加产生的失调电压误差为+5.44mV（满量程的+23%），增益误差为−0.06mV（23.39mV−23.45mV）或满量程的−0.26%。注意这些误差仅仅是由该30 gage导线所引起的，并不包括应变计本身的温度系数误差。

图4-1-14所示的三线制连接可以使布线电阻对电桥输出的影响达到最小。假定电桥输出电压通过一个高阻抗器件进行测量，因此在测量引线上不存在电流。注意，测量引线测量一个分压器的电压输出：上半部分是电桥电阻加引线电阻，下半部分是应变计电阻加引线电阻。因此，标称测量电压与引线电阻无关。当应变计电阻增加到满量程（353.5Ω）时，电桥输出增加到+24.15mV。

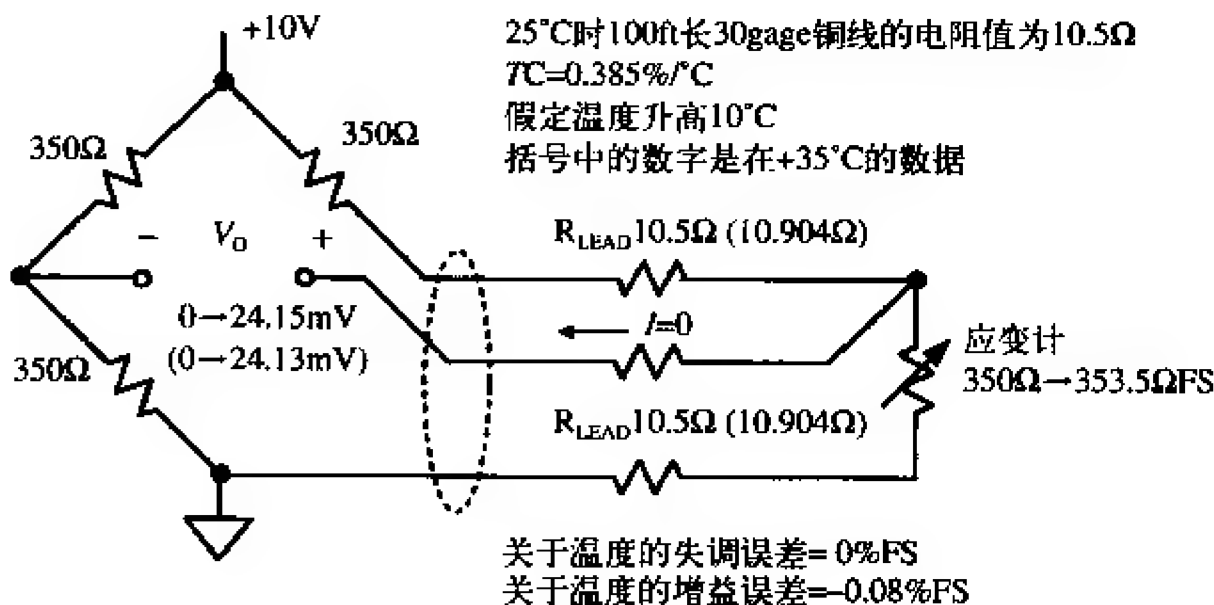


图4-1-14 远程电桥元件的三线制连接（单一元件变化）

如果温度增加到+35°C，则分压器每一半的引线电阻将增加0.404Ω。由于灵敏度的微小损失，满量程电桥输出下降至+24.13mV，但不存在失调误差。因此，温度增加+10°C引起的增益误差只有−0.02mV，即满量程的−0.08%。与此相比，图4-1-13的两线制连接具有+23%的满量程失调误差和−0.26%的增益误差。

三线制方法能够在远程安装的电阻性元件（构成单一元件变化电桥的一个臂）中发挥很好的作用。但是，所有元件变化的电桥通常是像称重传感器一样完全集成安装的。当这些电桥远离调理电路时，必须使用专门方法来保证其精度。

需要特别注意的是必须保证电桥激励电压的精度和稳定性。电桥的输出是直接与激励电压成比例的，激励电压的任何漂移都将在输出电压上产生一个相应的漂移。

因此，大多数所有元件变化的电桥（如称重传感器）都是六线制连接的，即两根引线用于电桥输出、两根引线用于电桥激励、两根引线用于测量。该方法（称为开尔文测量法或四线制测量法）如图4-1-15所示。测量引线连接到高阻抗运放的输入端，因此引线电阻上偏置电流引起的电压降的误差最小。运放可以维持所需的激励

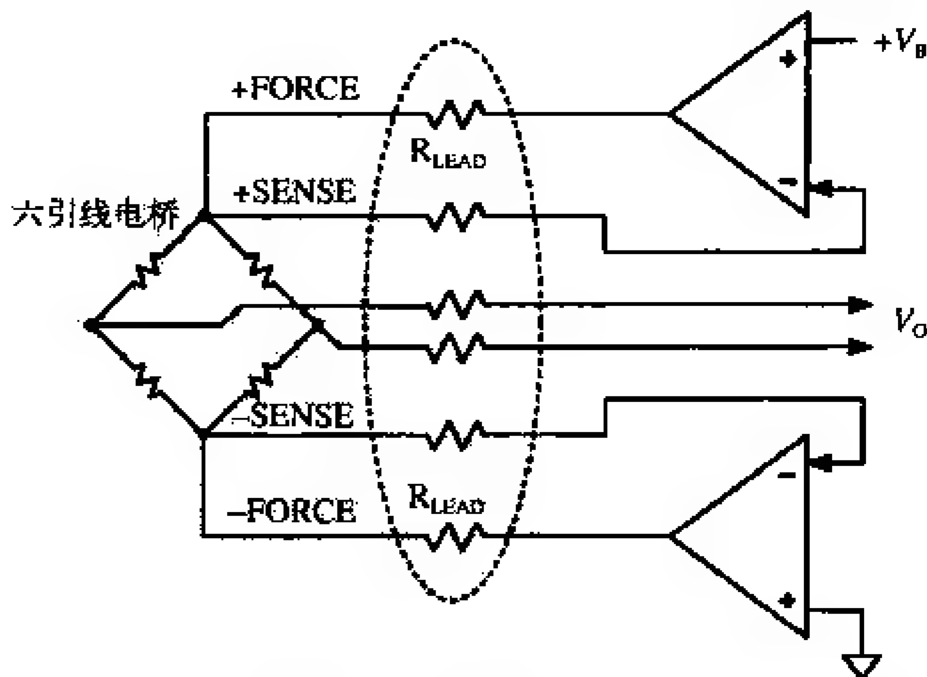


图4-1-15 开尔文测量法（四线制法）减小了引线电阻产生的误差

电压，使得测量引线间的电压始终等于V_B。尽管开尔文测量法减小了布线电阻上电压降引起的误差，但驱动电压仍然需要高度稳定，因为它们直接影响了电桥的输出电压。另外，运放的失调、漂移和噪声都必须很小。

图4-1-16所示的恒定电流激励法是减小引线电阻对测量精度影响的另一种方法。然而，参考电压的精度、测量电阻以及运放都将对总精度产生影响。

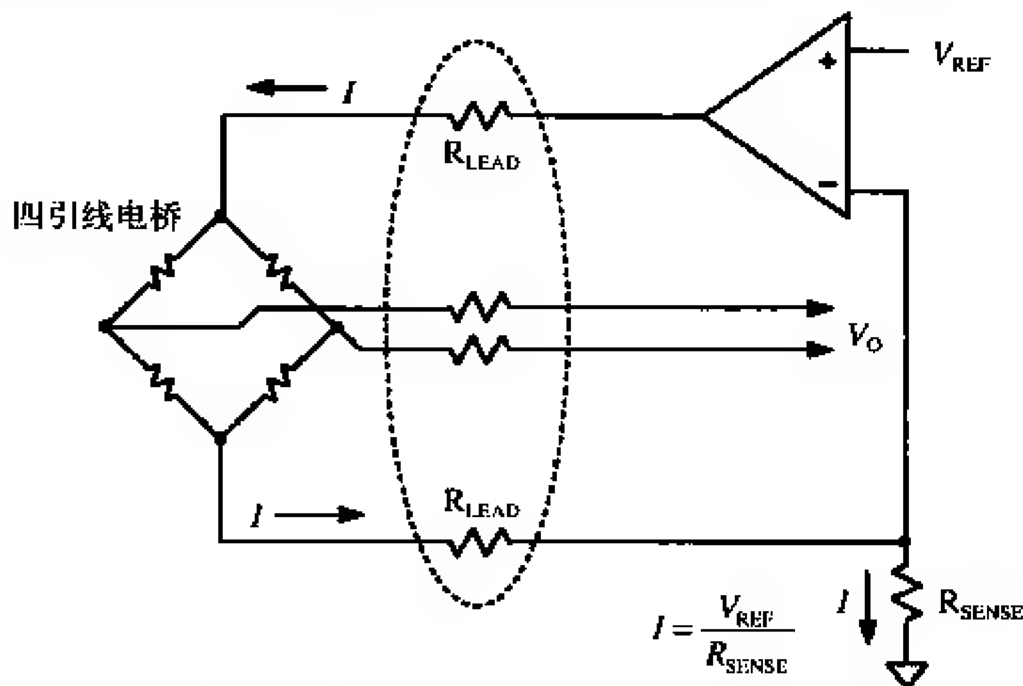


图4-1-16 恒流源激励减小了布线电阻误差

包括开尔文测量法在内的比值测量技术非常强大，它可以使布线电阻引起的误差最小，同时又不需要精确的激励电压，如图4-1-17所示。AD7730 A/D转换器可以在单一电源下工作，而且该电源也可用于激励远处的电桥。A/D转换器的模拟输入端和参考输入端都是高阻抗和完全差分的。如果把电桥输出的+SENSE、−SENSE作为A/D转换器的差分参考量，那么即使实际电桥的激励电压发生变化也不会造成测量精

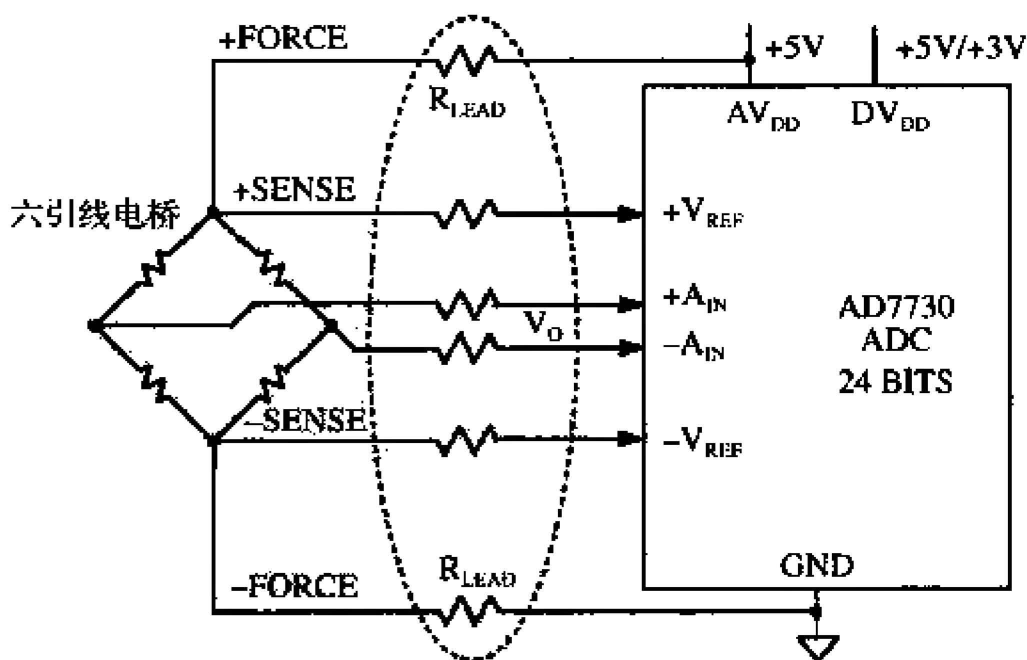


图4-1-17 使用开尔文测量法（四线制法）和连接到A/D转换器的比例测量来驱动远程电桥

度的损失。AD7730是sigma-delta型A/D转换器系列的成员之一，它具有很高的分辨率（24位）和内部的可编程增益放大器（PGA），非常适合于电桥的应用。这些A/D转换器具有自校准和系统校准特性，从而使得A/D转换器引起的失调和增益误差最小。例如，AD7730的失调漂移为5nV/°C，增益漂移为2ppm/°C。使用系统校准特性可以将失调和增益误差减少至几微伏。

如果需要保证0.1%或更高的精度和满量程电桥输出电压为20mV，那么所有失调误差之和应当小于20μV。图4-1-18给出了系统中不可避免的一些失调误差来源。对于每1°C的温差来说，接点在不同温度的寄生热耦合将产生几到几十毫伏的电压。该图也给出了印制电路板（PCB）上铜线与IC放大器的kovar引脚之间的典型寄生节点。该热耦合电压大约是35μV/°C。当使用带铜引线框的塑料封装时，该热耦合电压将显著减小。

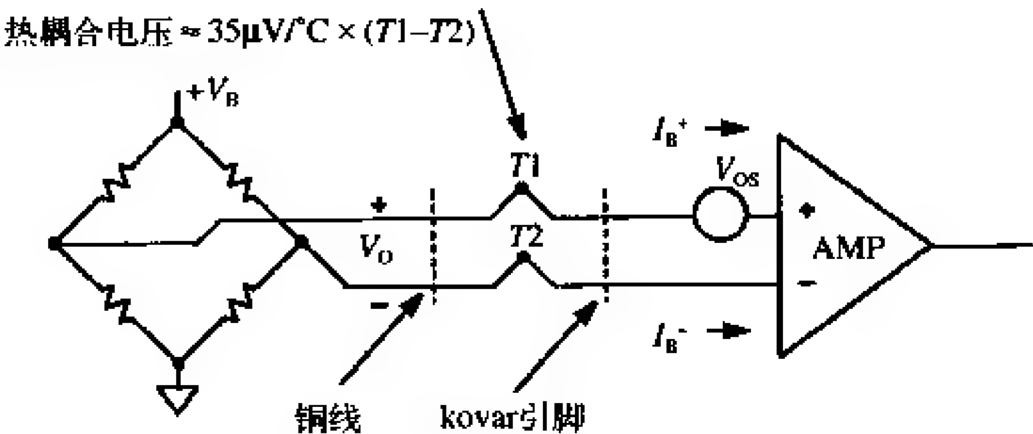


图4-1-18 失调电压的典型来源

放大器的失调电压和偏置电流是失调误差的其他来源。放大器的偏置电流必须流经电源阻抗。电源电阻或偏置电流的任何不平衡都将引起失调误差。另外，失调电压和偏置电流是温度的函数。我们需要低失调、低失调漂移、低偏置电流和低噪声的高性能精密放大器。在某些情况下，斩波稳零型放大器可能是唯一的解决方案。

图4-1-19给出的交流电桥激励能够有效地消除与电桥输出串联的失调电压。其想

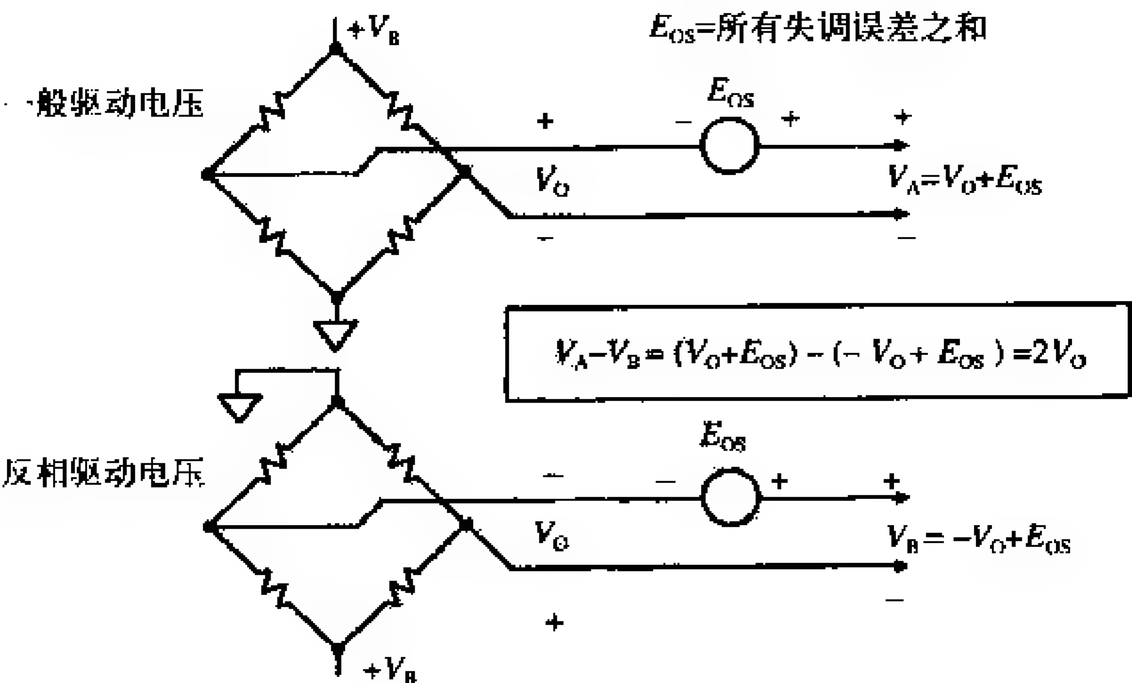


图4-1-19 交流激励减小失调误差

法非常简单。电桥的净输出电压在图4-1-19中的两种情形下进行测量。第一种测量产生一个测量值V_A，它是期望电桥输出电压V_O和净失调误差电压E_{OS}之和。将电桥激励的极性取反，从而得到第二个测量值V_B。V_A减去V_B就得到$2V_O$，从而消除了失调误差E_{OS}。

很明显，该方法需要一个高度精确的测量A/D转换器（如AD7730）和一个执行减法的微控制器。如果需要一个比值测量的参考量，那么A/D转换器也必须适应参考电压变化的极性。AD7730具有这种能力。

可以将P通道和N通道MOSFET配置为一个交流桥路激励器，如图4-1-20所示。也存在专门的桥路激励器芯片，如Micrel的MIC4427。注意，由于MOSFET的导通电阻，在这些应用中需要采用开尔文测量法。为了避免过大的MOSFET转换电流，驱动信号必须是非交叠的，这点也非常重要。AD7730 A/D转换器芯片内部具有相应的电路来产生交流激励所需的非交叠驱动信号。

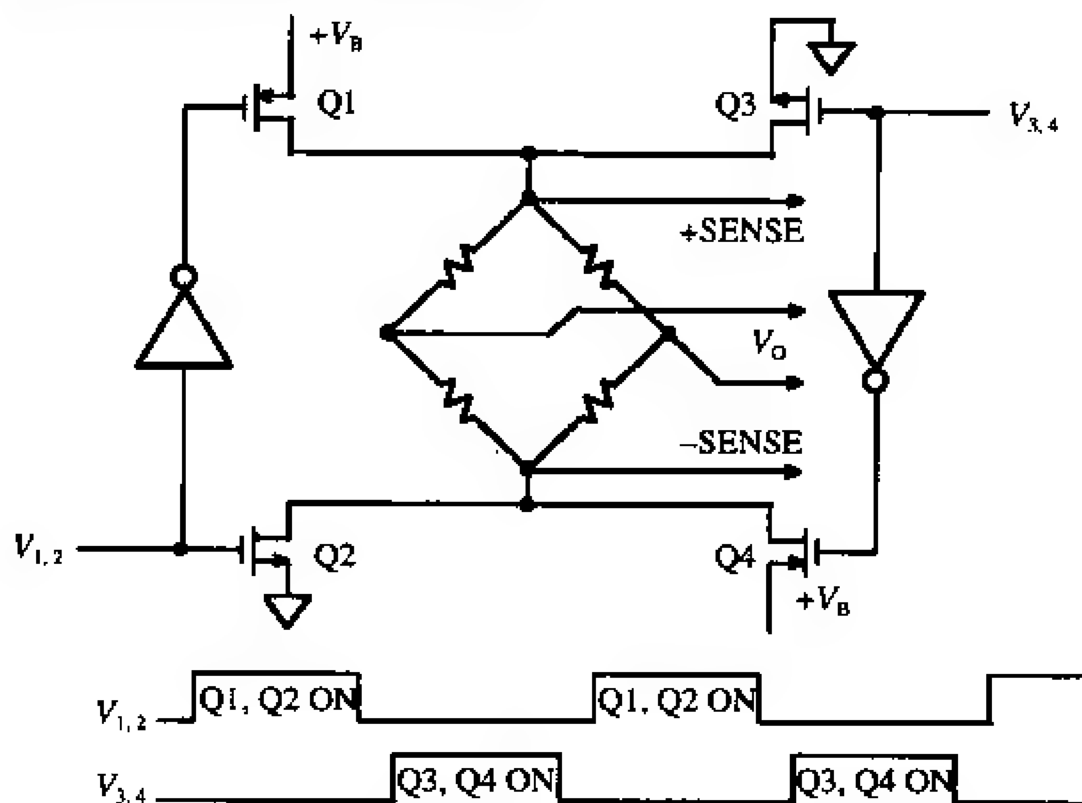


图4-1-20 简化的交流电桥驱动电路

4.1.5 参考文献

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, Sensors and Signal Conditioning, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, Transducer Interfacing Handbook, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, 1992 Amplifier Applications Guide, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, System Applications Guide, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.
5. AD7730 Data Sheet, Analog Devices, available at http://www.analog.com.

4.2 信号调理放大器

4.2.1 概述

本节将对精密信号调理应用中放大器的一些关键参数进行分析。精密IC运放的失调电压可以低至10μV，且相应的温度漂移为0.1μV/°C。斩波稳零型放大器具有无法与噪声区分的失调和失调电压漂移。开环增益通常大于10^6，且共模抑制比和电源抑制比也具有相同的量级。对设计工程师来说，使用这些精密放大器并保持其性能是一个重大的挑战，例如外部无源元件的选取和PCB的布局。

在选择精密放大器时，仅仅考虑直流开环增益、失调电压、电源抑制（PSR）和共模抑制（CMR）还不够，这点非常重要。放大器的交流性能也很重要，甚至在“低”频时也是如此。开环增益、PSR和CMR都具有相对较低的转折频率，因此所谓的“低”频可能实际上超出了这些转折频率，使得误差比仅由直流参数单独预计的数值要大。例如，一个开环增益为10^7、单位增益穿越频率为1MHz的放大器，其相应的转折频率是0.1Hz。因此，在实际信号频率上必须考虑开环增益。单一极点单位增益穿越频率f_u、信号频率f_{sig}和开环增益$A_{VOL}(f_{sig})$（在信号频率下测量得到）的关系可以表示如下。

$$A_{VOL}(f_{sig}) = \frac{f_\mu}{f_{sig}} \tag{4-2-1}$$

在上述例子中，开环增益在100kHz时是10，在10kHz时是10^5。在有用的频率上开环增益的损失将引起失真，特别是在音频段。在工频或谐波中CMR或PSR的损失也将引入误差。

- 输入失调电压　　<100μV
- 输入失调电压漂移　　<1μV/°C
- 输入偏置电流　　<2nA
- 输入失调电流　　<2nA
- 直流开环增益　　>1 000 000
- 单位增益带宽积f_u　　500kHz~5MHz
- 始终检查信号频率处的开环增益！
- 1/f噪声（0.1~10Hz）　　<1μVp-p
- 宽带噪声　　<10nV/$\sqrt{Hz}$
- CMR，PSR　　>100dB
  - 单一电源工作
  - 功耗

图4-2-1 信号调理放大器

随着各种不同类型的放大器在不同工艺（双极、互补双极、BiFET、CMOS和BiCMOS等）和结构（传统运放、仪表放大器、斩波放大器、隔离放大器等）上的完全扩散，为某种特定的信号调理应用选择正确放大器的挑战变得越来越复杂。另外，现在有更多的精密放大器可供选择，它们工作于单一电源，但由于其信号变化较小且对电压输入输出有限制，它的设计过程更为复杂。失调电压和噪声成了输入信号的一个更重要的部分。选择向导和参数搜索引擎可以在一定程度上简化该过程，它们可以在因特网（http://www.analog.com）上找到。其他制造商也提供了类似的信息。如图4-2-1所示。

本节将首先考虑精密运放的一些关键性能指标，然后研究其他放大器，如仪表放大器、斩波放大器和隔离放大器等。由于单一电源工作在现代设计（通常是通过

电池或其他较低的动力源）中的重要性，本书将对它进行详细讨论。

4.2.2 精密运放的特性

1. 输入失调电压

输入失调电压误差通常是精密运放电路设计的最大误差来源之一。但它是一个系统误差，并且通常能够通过两种方法进行处理，即手动进行失调归零调整，或采用基于微控制器或微处理器的系统校准技术。这两种解决方案都将耗费一定的成本，而且对于双极型器件，现在的精密运放具有的初始失调电压可以低至10μV，对于斩波稳零型放大器则更低。如果采用较低失调的放大器，可能不需要进行手动调整或系统校准程序。

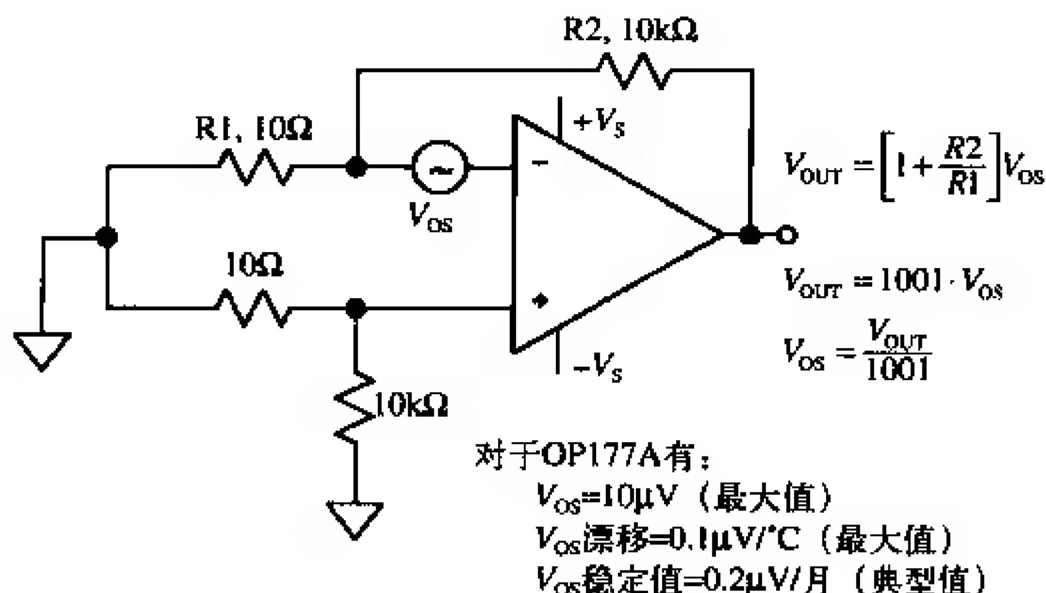


图4-2-2 输入失调电压的测量

测量几毫伏的输入失调电压要求测试电路不引入比失调电压本身更大的误差。图4-2-2给出了一个测量失调电压的电路。该电路通过噪声增益（1001）将输入失调电压进行放大。在放大器的输出端采用一个精密数字电压表进行测量。将输出电压除以噪声增益就可以得到关于输入（RTI）的失调。较小电源阻抗（R1||R2）产生的偏置电流对被测失调电压的贡献几乎可以忽略不计。例如，流经10Ω电阻的2nA偏置电流将产生0.02μV的RTI误差。

该电路看起来非常简单，但是可能产生不精确的结果。最大的潜在误差源是两个不同金属接点的寄生热耦合。两个接点的温差产生的热耦合电压的范围可以从2μV/°C到超过40μV/°C。注意，为了精确匹配反相输入路径上的热耦合接点，在电路的同相输入端增加了额外的电阻器。

测量精度取决于各元件的机械布局和它们在PCB上的放置方式。记住，元件（如电阻）的两条连线会产生两个大小相等、极性相反的热电电压（假定它们连接到相同的金属，如PCB上的铜线）；当它们处于相同温度时，其热电电压相互抵消。简洁的线路和较短的引线长度有助于减小温度梯度并增加测量精度。

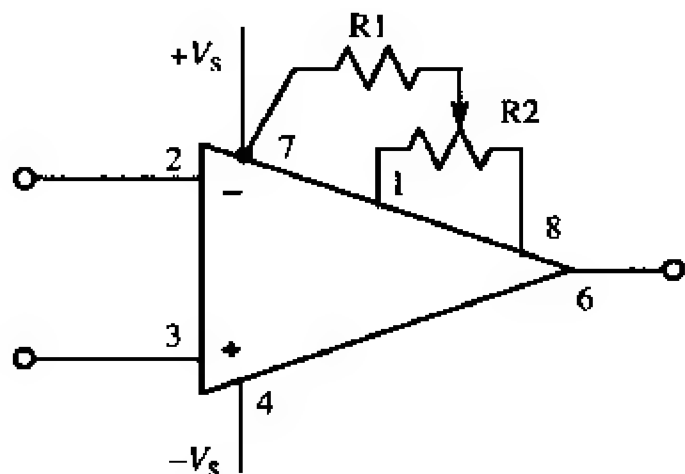
应当保证气流最小，从而使得所有的热耦合接点在相同的温度下都保持稳定。

在某些情况下，必须将电路放置在一个小的封闭容器内，以减小外部空气气流对它的影响。电路应该扁平放置，从而使对流气流在板的上部流动，而不像垂直安装那样在元件之间流动。

对失调电压随温度的变化进行测量是一项要求更高的挑战。将包含有被测放大器的印制电路板放在一个小盒子或者有泡沫绝缘的塑料袋中，以防止温度仓内空气气流在寄生热耦合上产生热梯度。如果需要耐冷测试，则推荐使用干燥的氮剂。使用热流类型加热器或冷却器对放大器本身进行局部温度循环也是一个可选方案。然而，这些单元往往会产生很大的气流，从而使问题变得棘手。

除了与温度相关的漂移，放大器的失调电压也随时间而发生变化。这种老化现象通常以长期稳定度来表示，其单位是μV/月或μV/1 000h，但这容易产生误解。因为老化是一种“醉汉走路”（drunkard's walk）现象，它与经过时间的平方根成正比。1μV/1 000h的老化率大约为3μV/年，而不是9μV/年。OP177和AD707的长期稳定度大约是0.3μV/月。这是指最初30天工作之后的时间周期。排除初始工作时间之后，在最初30天工作中这些器件的失调电压变化通常小于2μV。

作为一般的经验规则，只要有可能，就应该通过器件选择来控制放大器的失调电压，但有时可能需要进行微调。许多精密运放都有可选失调归零的引脚。通常，两个引脚通过一个电位计进行连接，其动触点通过一个电阻连接到其中的一个电源，如图4-2-3所示。如果动触点连接到错误的电源，运放很可能会被击毁，因此必须仔细遵守数据表中的说明。为了减小这些引脚的灵敏度，精密运放的失调调整范围不应超过最不精密的器件的最大失调电压的两倍到三倍。运放的失调调整引脚和输出引脚之间的电压增益可能实际上比其信号输入端的增益大！因此，保证这些引脚远离噪声非常重要。运放与远程电位计之间的引线太长是非常不明智的。为了尽可能减小电源电流引起的失调误差，应该将R1直接与相关器件的电源引脚连接，如图4-2-3中的引脚7。



❑ R1=10kΩ，R2=2kΩ时，失调调整范围=200μV
❑ R1=0，R2=20kΩ时，失调调整范围=3mV

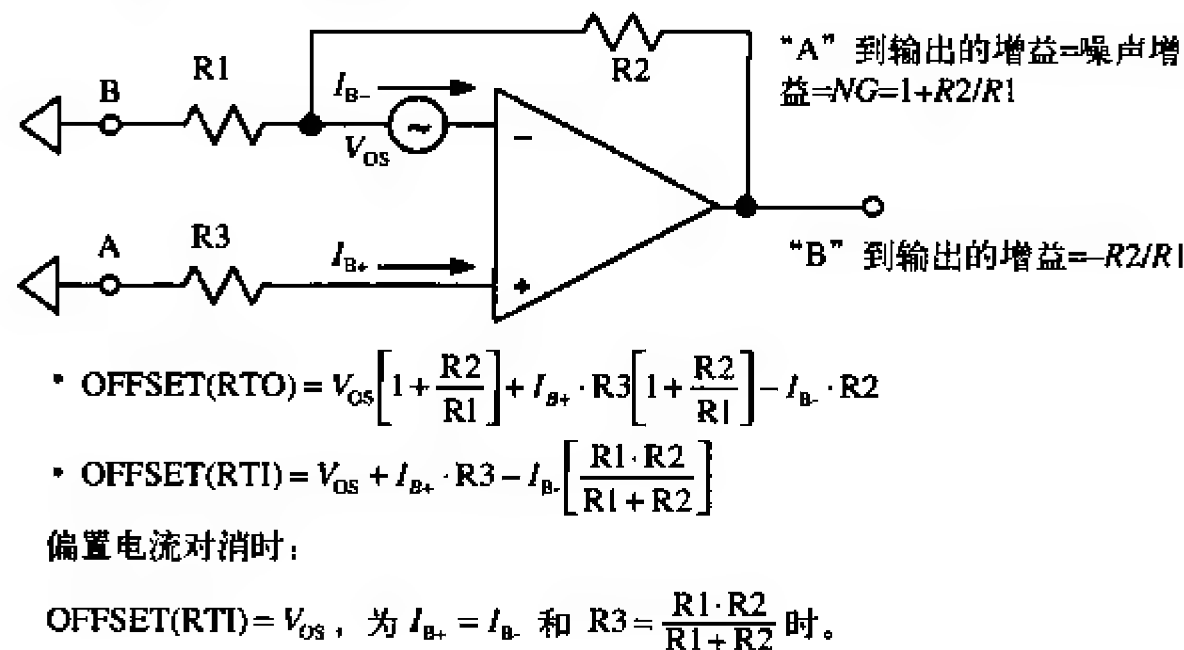
图4-2-3 OP177/AD707的失调调整引脚

随着失调调整设置的变化，运放随温度的失调漂移也会发生变化，这点非常重要。在大多数情况下，双极型运放在最小失调时的漂移最小。因此，失调调整引脚应当只用于调整运放本身的失调，而不去修正任何的系统失调误差，因为这将以增加温度漂移为代价。漂移带来的影响在JFET输入运放中要比在双极型输入运放更为严重，而且对于每毫伏归零失调电压，漂移大约在4μV/°C的级别。通过正确选择器件和器件等级来控制失调电压通常是一种较好的方法。由于引脚数目的限制，微小封装的双重、三重、四重和单一运放通常都不具备归零能力；当采用这些器件时，

失调调整必须在系统的其他地方完成。通过一个通用的微调（在输入端增加一个微小的电压）可以实现这一目标，且对漂移的影响最小。

2. 输入失调电压和输入偏置电流模型

到现在为止，我们仅仅考虑了运放的输入失调电压。然而，输入偏置电流对图4-2-4所示广义模型的失调误差也有贡献。将运放输入端作为所有失调的参考量（RTI）非常有用，因为它们很容易与输入信号进行比较。图中的等式分别给出了以输入（RTI）和输出（RTO）为参考的总失调电压。



• $\text{OFFSET(RTO)} = V_{OS}\left[1+\frac{R2}{R1}\right] + I_{B+}\cdot R3\left[1+\frac{R2}{R1}\right] - I_{B-}\cdot R2$

• $\text{OFFSET(RTI)} = V_{OS} + I_{B+}\cdot R3 - I_{B-}\left[\frac{R1\cdot R2}{R1+R2}\right]$

偏置电流对消时：

$\text{OFFSET(RTI)} = V_{OS}$，为 $I_{B+} = I_{B-}$ 和 $R3 = \frac{R1\cdot R2}{R1+R2}$ 时。

图4-2-4 运放的总失调电压模型

对于具有标准双极输入级（使用PNP或NPN）的精密运放来说，输入偏置电流的典型值是50nA~400nA，而且能够很好地匹配。如果R3等于R1和R2的并联组合，那么它们的净RTI和RTO失调电压的影响几乎相互抵消，因此误差只剩下失调电流（比如输入电流之差）。该电流幅值的级别通常小于偏置电流的指标。然而，这种方案并不适用于图4-2-5所示的偏置电流补偿的双极型运放（如OP177和AD707）。偏置电流补偿的输入级具有简单双极输入级的大部分优良性质：较低的失调和漂移、较低的

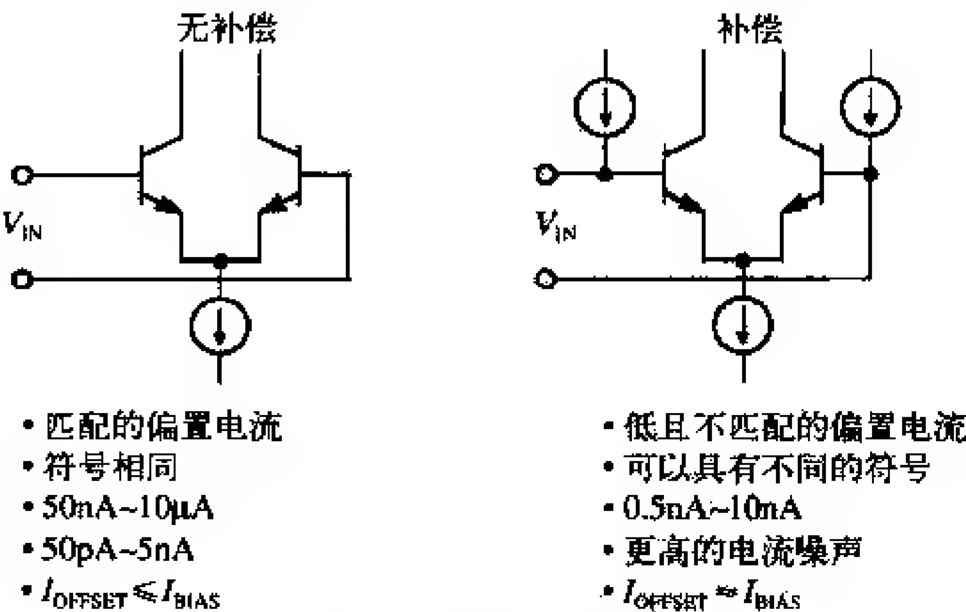


图4-2-5 输入偏置电流补偿的运放

电压噪声。它们的偏置电流很低，而且不管温度如何变化都相当稳定。通常，附加电流源使偏置电流降低至0.5nA~10nA。然而，正负输入端偏置电流的符号可能一样也可能不一样，而且没有完全匹配，但都很低。通常，失调电流（正负输入端偏置电流之差）在偏置电流补偿的运放中的指标跟单个偏置电流是一样的。在不具备偏置电流补偿的标准双极差分对的情况下，失调电流指标通常比偏置电流指标要低5~10倍。

3. 直流开环增益非线性度

为了保证精度，精密放大器的直流开环增益A_{VOL}必须很高。这可以通过考察闭环增益的等式得到

$$\text{闭环增益} = A_{VCL} = \frac{NG}{1+\dfrac{NG}{A_{VOL}}} \tag{4-2-2}$$

噪声增益（NG）可以简单看作是一个与运放输入端相连的小电压源，并且也是同相模式中的放大器信号增益。如果式（4-2-2）中的A_{VOL}无穷大，那么闭环增益就等于噪声增益。然而，当A_{VOL}是有限值时，存在一个由式（4-2-3）给出的闭环增益误差

$$\%\ \text{增益误差} = \frac{NG}{NG+A_{VOL}}\times 100\% \approx \frac{NG}{A_{VOL}}\times 100\%,\ \text{当}\ NG \ll A_{VOL}\ \text{时。} \tag{4-2-3}$$

由式可知，增益误差的百分比是直接与噪声增益成比例的。因此，对于较低的增益来说，有限A_{VOL}的影响较小。在图4-2-6的第一个示例中，噪声增益是1 000。该示例表明对于两百万的开环增益，它存在0.05%的增益误差。如果开环增益不随温度变化，并且对于不同的输出负载和电压，增益误差可以在测量之外进行校准，那么就不存在总系统增益误差。

- 理想闭环增益=噪声增益=NG
- 实际闭环增益=$\dfrac{NG}{1+\dfrac{NG}{A_{VOL}}}$
- 闭环增益误差变化率=$\dfrac{NG}{NG+A_{VOL}}\times 100\% \approx \dfrac{NG}{A_{VOL}}\times 100\%$
  - 假定A_{VOL}=2 000 000，NG=1 000，则增益误差变化率≈0.05%
  - 假定A_{VOL}降到300 000，则增益误差变化率≈0.33%
  - 闭环增益不确定性=0.33%－0.05%=0.28%

图4-2-6 直流开环增益的变化引起闭环增益的不确定性

但是，如果开环增益变化，那闭环增益也会发生变化，从而引入增益不确定性。在图中的第二个示例中，A_{VOL}降至300 000时的增益误差为0.33%，从而在闭环增益中引入了0.28%的增益不确定性。在大多数应用中，当选用合适的放大器时，电路周围的电阻器将会成为最大的增益误差来源。

输出电压电平和输出负载的变化是运放开环增益变化的最普遍原因。开环增益随信号电平的变化将在闭环增益传递函数中产生非线性度，且该非线性度不能通过系统校准消除。大多数运放都具有确定的负载，因此，A_{VOL}随负载的变化通常不那么重要。然而，当负载电流更高时，A_{VOL}对输出信号电平的灵敏度可能增加。

器件类型不同，非线性度的严重程度也有很大不同，而且通常不会在数据表上进行说明。A_{VOL}的最小值总是规定的。选择具有较高A_{VOL}值的运放将减小增益非线性度误差的可能性。增益非线性度有许多来源，它取决于运放的设计。通常的一个来源是热反馈。如果温度改变是非线性度误差的唯一原因，那么减小输出负载将有助于克服非线性度误差。为了对它进行验证，需要测量不带负载时的非线性度，然后与带负载条件下的非线性度进行比较。

图4-2-7给出了测量直流开环增益非线性度的X-Y波形显示测试电路。在该电路中也须注意先前失调电压测试电路中讨论的预防措施。将放大器的信号增益设为−1。开环增益定义为输出电压变化除以输入失调电压变化。然而，当A_{VOL}较大时，在整个输出电压变化范围内，失调电压可能只变化几毫伏。因此，由10Ω电阻和R_G（1MΩ）组成的分压器使得电压V_Y变为

$$V_Y=\left[1+\frac{R_G}{10\Omega}\right]V_{OS}=100\ \ 001\cdot V_{OS} \tag{4-2-4}$$

为了使V_Y点的电压可测量，应根据V_{OS}的期望值来选择R_G的大小。

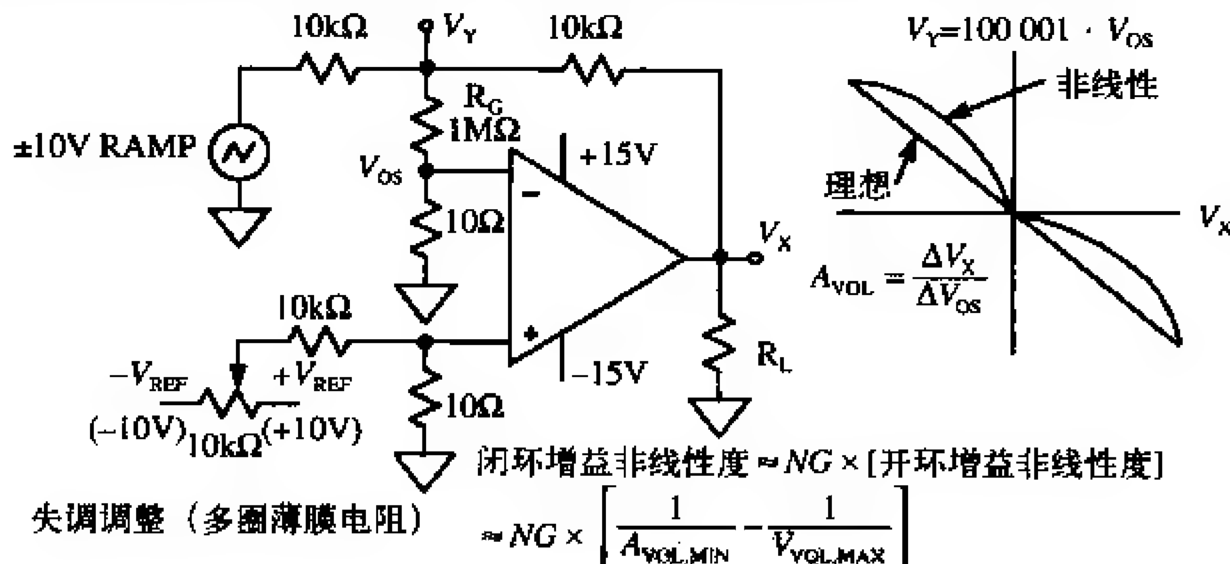


图4-2-7 开环增益非线性度的测量电路

±10V斜坡发生器乘以信号增益（−1），使得运放输出电压V_X从+10V变化到−10V。由于失调电压上作用有增益因子，因此应增加一个失调调整电位计来使初始输出失调置零。选取的电阻值应该能使高达±10mV的输入失调电压归零。电位计的每个端点使用稳定的10V参考电压来防止输出漂移。*另外，由于开环增益的转折频率很低（OP177是0.1Hz），斜坡发生器的频率必须很低，大概不超过零点几赫兹。*

图4-2-7的右图给出了V_Y与V_X的关系。如果不存在增益非线性度，该图将是一条斜率不变的直线，且A_{VOL}可以计算如下

$$A_{VOL}=\frac{\Delta V_X}{\Delta V_{OS}}=\left[1+\frac{R_G}{10\Omega}\right]\left[\frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y}\right]=100\ 001\cdot\left[\frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y}\right] \tag{4-2-5}$$

如果存在非线性度，A_{VOL}将随输出信号的变化而变化。开环增益非线性度的近似值是基于A_{VOL}在输出电压范围内的最大值和最小值来计算的

$$\text{开环增益非线性度}=\frac{1}{A_{VOL,MIN}}-\frac{1}{A_{VOL,MAX}} \tag{4-2-6}$$

将开环增益非线性度乘以噪声增益NG就得到闭环增益非线性度

$$\text{闭环增益非线性度}\approx NG\cdot\left[\frac{1}{A_{VOL,MIN}}-\frac{1}{A_{VOL,MAX}}\right] \tag{4-2-7}$$

在理想情况下，V_{OS}对V_X应该是一条斜率不变的直线，而且该斜率的倒数就是开环增益A_{VOL}。斜率为0的水平直线意味着开环增益无穷大。在实际的运放中，该斜率将因非线性度、热反馈等因素在输出范围内发生变化。实际上，斜率的符号也可能发生变化。

图4-2-8给出了精密运放OP177的V_Y（以及V_{OS}）与V_X的关系图。该图通过两个不同的负载（2kΩ和10kΩ）进行阐述。斜率的倒数基于端点计算，且A_{VOL}的平均值大约是800万。A_{VOL}在输出电压范围内所测的最大值和最小值分别近似为910万和570万。对应开环增益非线性度约为0.07ppm。因此，当噪声增益为100时，相应的闭环增益非线性度约为7ppm。

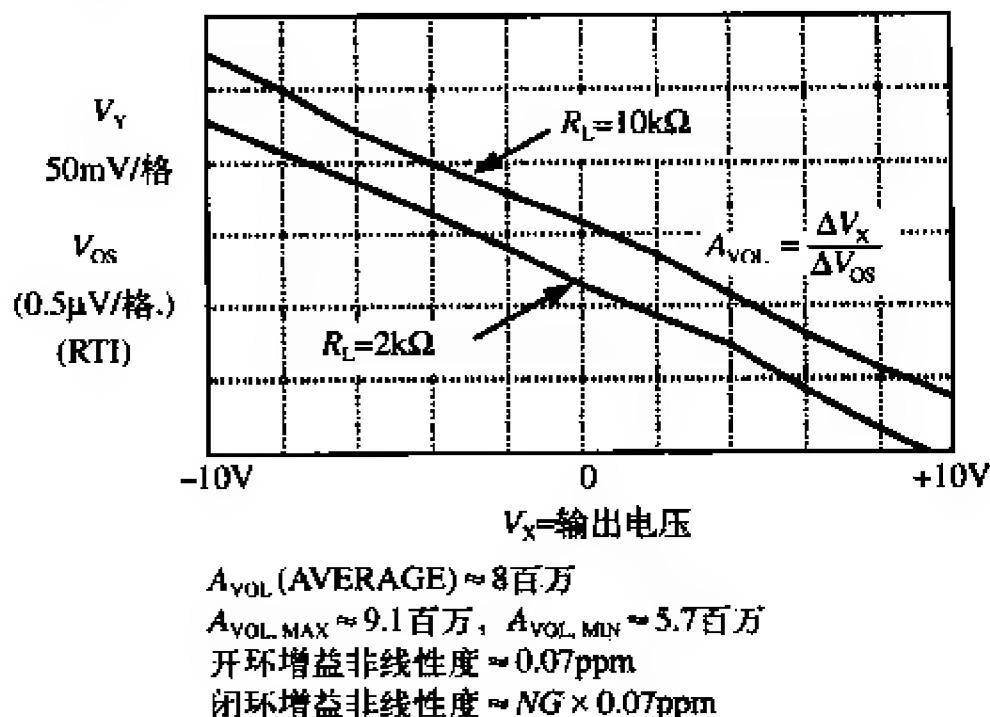
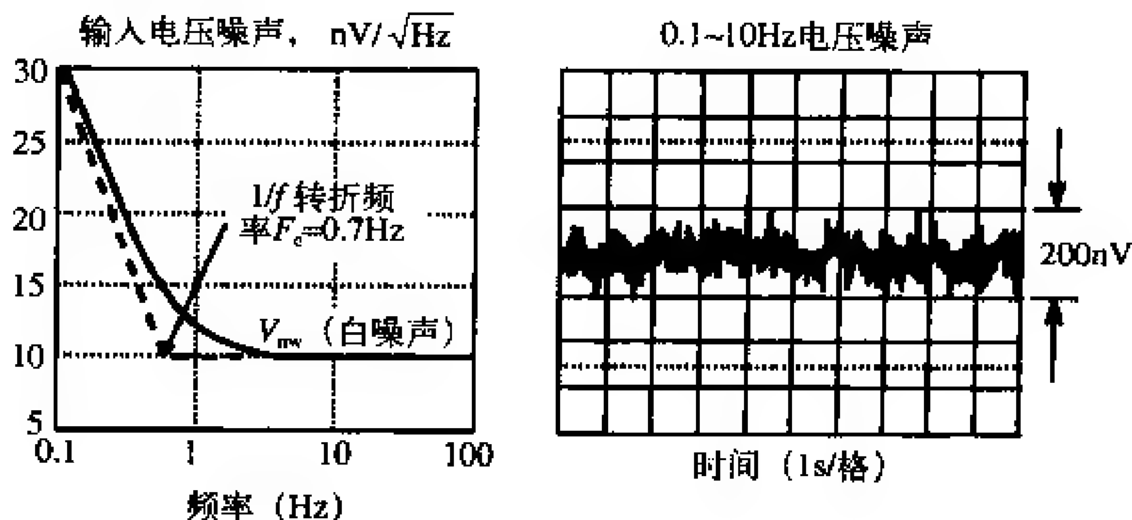


图4-2-8 OP177的增益非线性度

4. 运放噪声

运放电路中的三个噪声源是运放的电压噪声、运放的电流噪声（存在两个无关联的噪声，每个输入端一个）和电路中电阻的Johnson噪声。运放噪声具有两种成分，即中频段的“白”噪声和低频段的“1/*f*”噪声，其中后者的频谱密度与频率的平方

根成反比。应当注意，尽管电压噪声和电流噪声都可能具有相同的特征行为，但在一个特定的放大器中，电压噪声和电流噪声的1/*f* 转折频率却不一定相同（电压噪声通常如图4-2-9那样进行说明）。



- $V_{n,rms}(F_H, F_L) = v_{nw}\sqrt{F_C \ln\left[\dfrac{F_H}{F_L}\right] + (F_H - F_L)}$
- 在 $F_L = 0.1\text{Hz}, F_H = 10\text{Hz}, v_{nw} = 10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$，$F_C = 0.7\text{Hz}$ 时
  - $V_{n,rms} = 36\text{nV}$
  - $V_{n,pp} = 6.6 \times 36\text{nV} = 238\text{nV}$

图4-2-9 OP177/AD707的输入电压噪声

低频噪声通常称为1/*f* 噪声（噪声的功率服从1/*f* 律，即噪声电压或噪声电流与频率的平方根成反比）。1/*f* 噪声频谱密度等于白噪声频谱密度的频率点称为1/*f* 转折频率（F_C），它是运放的一个性能系数，且较低的转折频率意味着更好的性能。1/*f* 转折频率具有很宽的范围：高精度双极型运放（如OP177/AD707）是小于1Hz，FET输入运放（如AD743/745）是几百赫兹，高速运放（在处理上有所折中，倾向于高速而不是低频噪声）则为几千赫兹。

对于图4-2-9所示的OP177/AD707来说，1/*f* 转折频率是0.7Hz，而白噪声是$10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$。低频1/*f* 噪声常表示成在0.1~10Hz带宽上的峰峰值噪声，如图4-2-9的示波器图形。注意，该噪声最终限制了精密测量系统的分辨率，因为10Hz的带宽通常是多数系统感兴趣的带宽。$F_L \sim F_H$带宽上的总均方根噪声$V_{n,rms}$可由式（4-2-8）给出

$$V_{n,rms}(F_H,\ F_L) = v_{nw}\sqrt{F_C \ln\left[\frac{F_H}{F_L}\right] + (F_H - F_L)} \tag{4-2-8}$$

其中，V_{nw}是在“白噪声”区域（通常是1kHz的频率）内的噪声频谱密度，F_C是1/*f* 转折频率，F_L和F_H是感兴趣的测量带宽。在图中的示例中，经过计算，0.1～10Hz噪声的均方根是36nV，或者说峰峰值约为238nV，这与右边的示波器图形非常吻合（均方根到峰峰值的转换通常是6.6倍的关系）。

应当注意，当频率更高时，等式中包括自然对数的条件可以忽略，则均方根的表达式变为

而且，如果 $F_H >> F_L$，

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw}\sqrt{F_H - F_L}$$
$$V_{n,rms}(F_H) \approx v_{nw}\sqrt{F_H} \qquad (4\text{-}2\text{-}9)$$

然而，某些运放（如OP07和OP27）具有在高频时增长缓慢的电压噪声特性。因此，为了平滑起见，在使用该近似关系计算高频噪声时，应仔细研究运放的电压噪声与频率曲线。

当工作频率几乎集中在1/*f*区域的甚低频时，有$F_C>>(F_H-F_L)$。此时，均方根噪声的表达式可简化为

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw}\sqrt{F_C \ln\left[\frac{F_H}{F_L}\right]} \qquad (4\text{-}2\text{-}10)$$

注意：如果扩展到直流进行工作的话，那么不能通过滤波来减少该1/f 噪声。当F_H=0.1 Hz并且F_L=0.001 Hz时，产生的1/f 噪声的均方根仍然约为18nV$_{rms}$或119nV的峰峰值。

现在的问题是，对长时间测量的大量结果求平均，实际上并不会对1/*f* 噪声产生的误差有任何改善。减小该误差的唯一方法是使用抑制低频噪声成分的斩波稳零型运放。

运放的广义噪声模型如图4-2-10所示。所有独立的噪声源都以和的平方根的方式进行添加。例如，噪声电压V_1、V_2和V_3得到的结果为

$$\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2} \qquad (4\text{-}2\text{-}11)$$

因此，超过其他噪声电压四五倍的任意噪声电压都将占支配地位，而其他噪声电压则通常可以忽略。这简化了对噪声的分析。

在图4-2-10中，所有噪声源的总噪声是以输入端（RTI）为参考的。由于RTI噪声可以直接与输入信号电平进行比较，因此特别有用。将RTI噪声乘以噪声增益就可以直接得到以输出端为参考（RTO）的总噪声。

该图假定反馈网络是纯电阻性的。如果它包含电抗元件（通常是电容器），那么在感兴趣带宽内噪声增益将不再是一个常数，而且必须使用更复杂的方法来计算总噪声（参见参考文献[12]）。然而，对于反馈网络大多是电阻性的精密应用来说，该等式是行之有效的。

注意：上述总噪声包括与三个电阻有关的Johnson噪声电压。所有电阻都具有4kTBR的Johnson噪声，其中k是Boltzmann常数（1.38×10^{-23}J/K），T是绝对温度，B是以Hz为单位的带宽，R是以Ω为单位的电阻值。一个很容易记住的简单关系是：1000Ω电阻在25°C时的Johnson噪声是4nV/$\sqrt{\text{Hz}}$。

不同运放的电压噪声大致在1nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ ~ 20nV/$\sqrt{\text{Hz}}$变化，有的甚至更高。双极输入运放往往比JFET输入运放具有较低的电压噪声。尽管JFET输入运放也可以具有较低的电压噪声（如AD743/AD745），但必须以较大的输入器件为代价，因此具有较大的输入电容（大约20pF）。电流噪声的变化范围则更广，大约从0.1fA/$\sqrt{\text{Hz}}$ （JFET

输入静电计运放）到几pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$（高速双极型运放）。对于所有偏置电流都流入输入接点的双极或JFET输入器件来说，电流噪声仅仅是偏置电流的肖特基噪声（或散粒噪声）。散粒噪声的频谱密度是$2I_Bq$ A/ $\sqrt{\text{Hz}}$，其中I_B是偏置电流（单位为安培），q是一个电子的电量（1.6×10^{-19}C）。在偏置补偿或电流反馈运放中，外部偏置电流是两个内部电流源之差，因此不能作上述计算。

电流噪声只有在它流过一个阻抗并反过来产生一个噪声电压时才显得重要。图4-2-10的等式表明了流过电阻器的电流噪声是如何影响总噪声的。因此，低噪运放的选择取决于它周围的阻抗。以OP27为例，它是一个具有较低电压噪声（3nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$）的偏置补偿运放，但也具有很高的电流噪声（1pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$），如图4-2-11所示。如果电源阻抗为零，那么电压噪声占支配地位。如果电源阻抗等于3kΩ，那么流过该3kΩ电阻的电流噪声（1pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$）等于其电压噪声，但该3kΩ电阻的Johnson噪声是7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$，因此Johnson噪声占支配地位。如果电源阻抗是300kΩ，电流噪声的影响增加100倍，

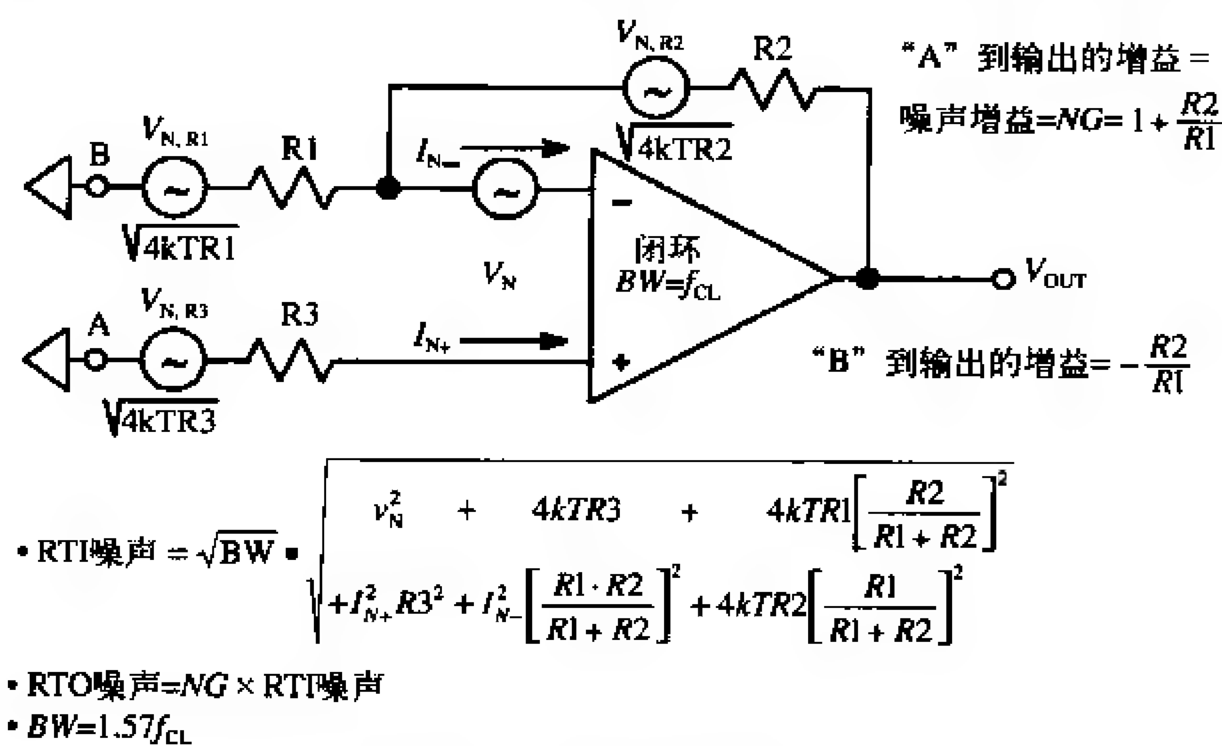
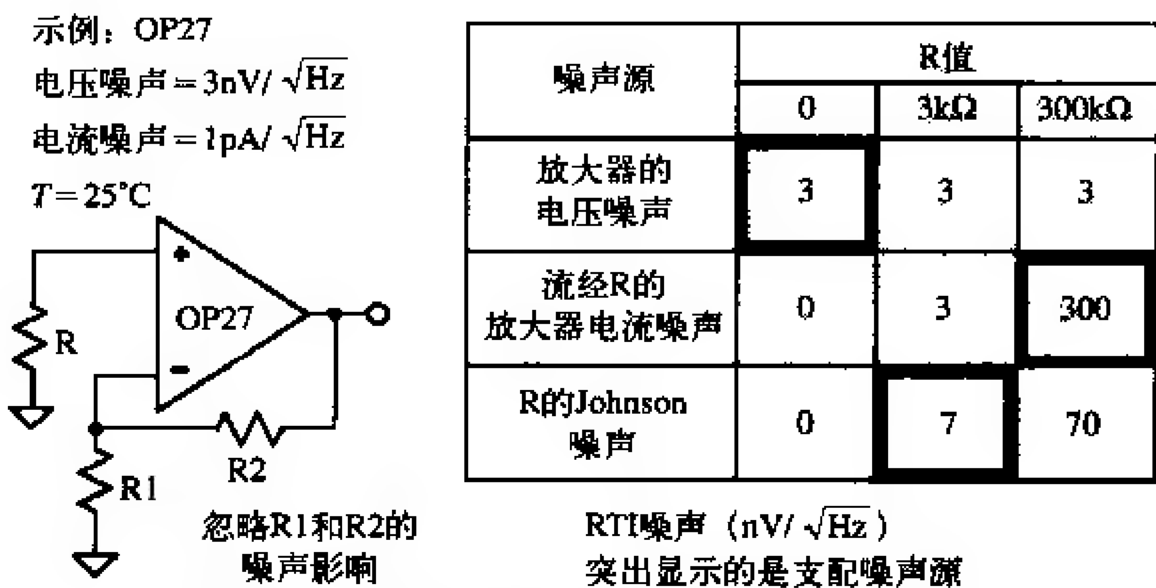


图4-2-10 运放的噪声模型



噪声源	R值		
	0	3kΩ	300kΩ
放大器的电压噪声	3	3	3
流经R的放大器电流噪声	0	3	300
R的Johnson噪声	0	7	70

RTI噪声（nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$）
突出显示的是支配噪声源

图4-2-11 不同电源阻抗上的支配噪声源也不同

达到300nV/$\sqrt{Hz}$，但电压噪声不变，并且Johnson噪声（与电阻值的平方根成正比）仅仅增长10倍，因此电流噪声占支配地位。

前面的例子表明，低噪运放的选择取决于输入信号的电源阻抗，而且在高阻抗时，电流噪声往往占支配地位。图4-2-12针对一些双极型运放（OP07、OP27、741）和JFET运放（AD645、AD743、AD744）进行了说明。

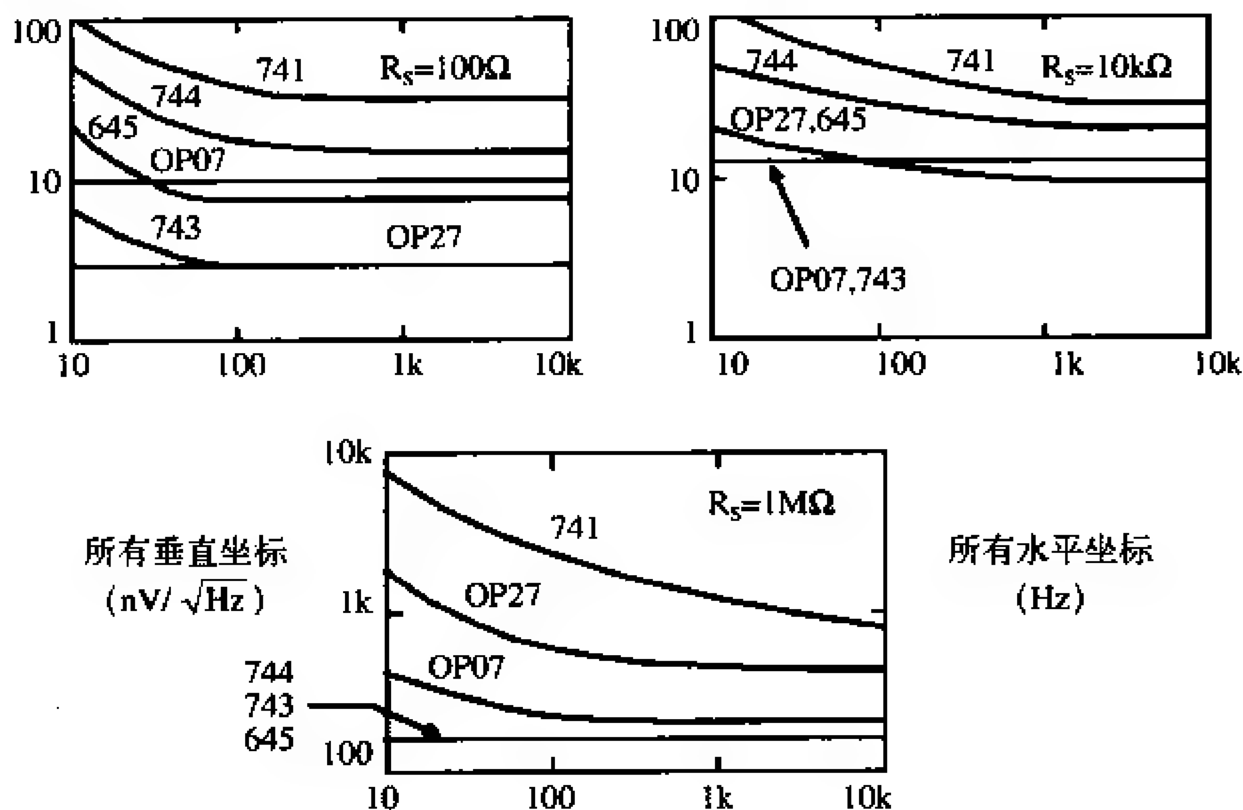


图4-2-12 不同电源阻抗级别上最好的放大器也不同

对于低阻抗电路（通常小于1kΩ）来说，诸如OP27等具有较低电压噪声的放大器将是明显的选择，而且其相对较大的电流噪声不会影响它们的应用。当阻值处于中等水平时，电阻器的Johnson噪声占支配地位。当阻值很高时，必须选择电流噪声尽可能小的运放，比如AD549或AD645。

到目前为止，BiFET放大器（JFET输入）往往具有很高的电压噪声（尽管其电流噪声很低），因此更适合于低噪应用而不是低阻抗电路。AD645、AD743和AD745都具有很低的电压噪声和电流噪声。AD645在10kHz时的电压噪声和电流噪声分别是10nV/$\sqrt{Hz}$和0.6fA/$\sqrt{Hz}$，AD743/AD745在10kHz时的电压噪声和电流噪声则分别是2.0nV/$\sqrt{Hz}$和6.9fA/$\sqrt{Hz}$。它们使得那些在很宽电源阻抗范围内都具有很低噪声的放大器电路设计成为可能。

5. 共模抑制和电源抑制

如果一个信号同等地作用到运放的两个输入端以使差分输入电压不受影响，那么输出也应该不受影响。实际上，共模电压的变化会在输出端也产生变化。共模抑制比（CMRR）是运放的共模增益与差模增益之比。例如，如果一个Y伏的差分输入变化在输出端产生1V的变化，而且一个X伏的共模变化也产生一个相似的1V变化，

那么CMRR就是X/Y。CMRR通常以dB的形式来表示，而且典型的低频值是在70dB~120dB。当用dB来表示时，常称它为**共模抑制**（CMR）。当频率变高时，CMR将减小。图4-2-13给出了OP177/AD707精密运放的CMR与频率关系曲线。许多运放的数据表也给出了类似的图表。

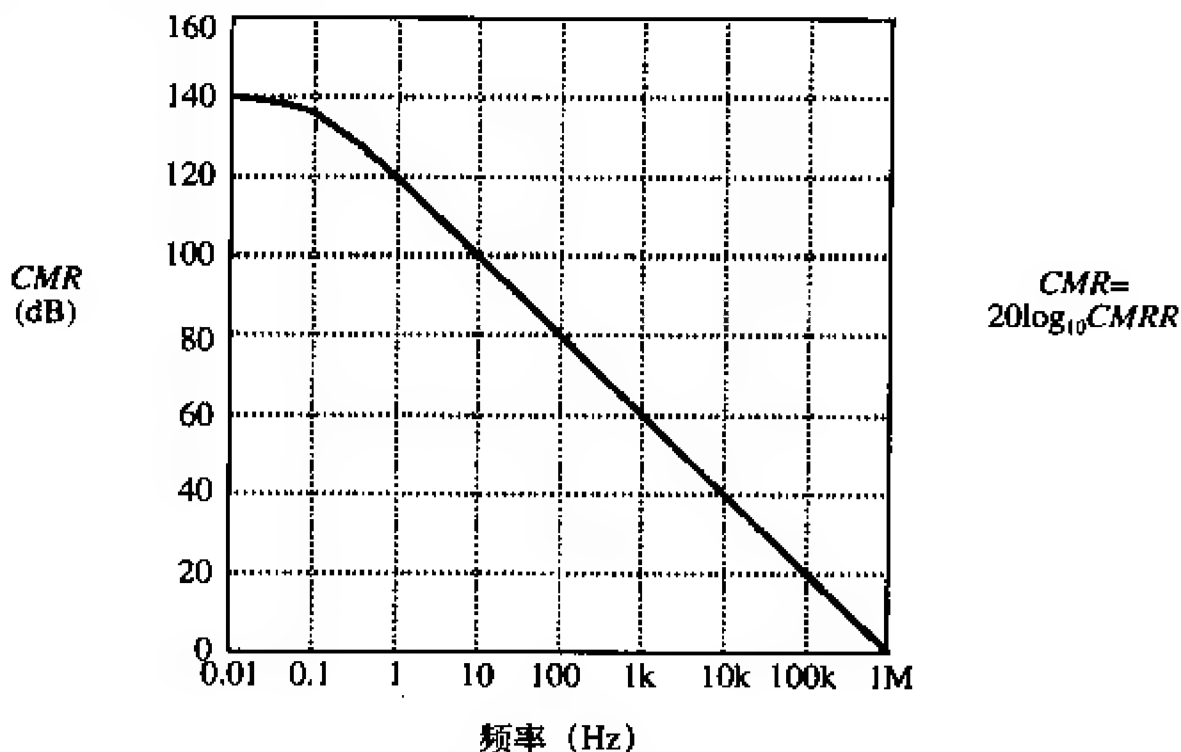


图4-2-13 OP177/AD707的共模抑制（CMR）

CMRR将在如图4-2-14所示的同相模式配置的运放中产生一个相应的输出失调电压误差。由于两个输入端都接地或虚地，反相模式配置的运放则不存在CMRR输出误差，因此也不存在共模电压，只有放大器的失调电压（如果没有归零）。

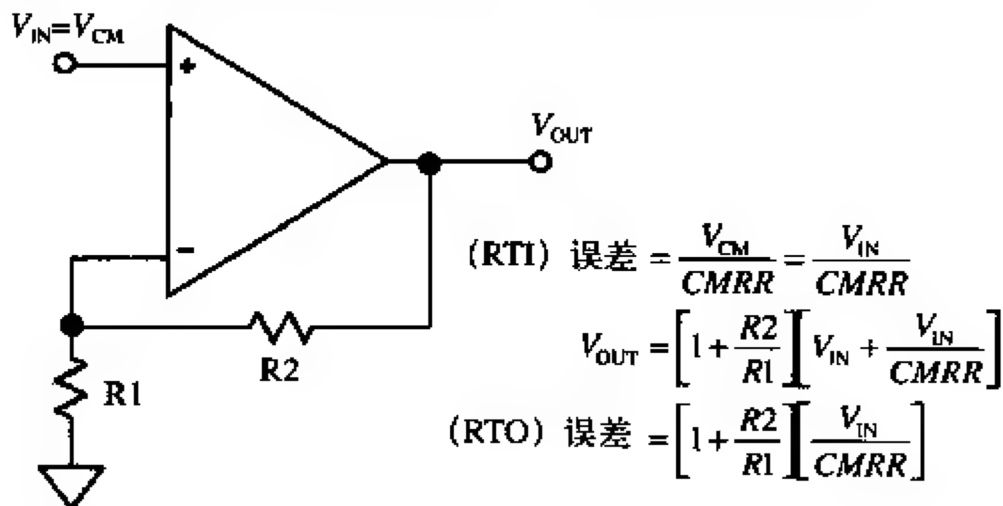


图4-2-14 共模抑制比（CMRR）引起的失调误差的计算

如果运放的电源变化，其输出应当不变化，但实际上它会变化。**电源抑制比**（PSRR）可以与CMRR进行类似定义。如果电源的X伏变化产生与Y伏差分输入变化相同的输出变化，那么该电源上的PSRR就是X/Y。当电源抑制比以dB进行表示时，它常被称为**电源抑制**（PSR）。PSRR的定义假定两个电源以相反的方向作同样的改变，否则该变化将引起一个共模变化和一个电源变化，这样分析将变得相当复杂。正是这种结果使得正电源和负电源的PSRR有明显的区别。在单一电源运放中，PSR通常

是按正电源变化来定义的。许多单一电源运放对正电源和负电源均给出了单独的PSR指标。图4-2-15给出了OP177/AD707的PSR。

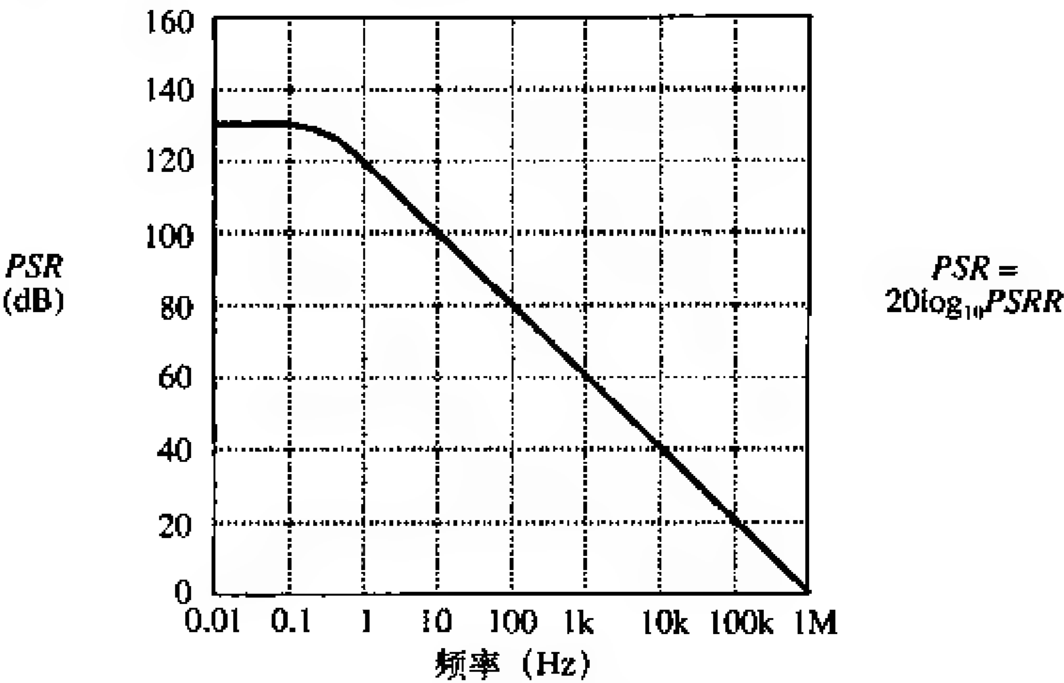


图4-2-15 OP177/AD707的PSR

运放的PSRR是与频率有关的，因此电源必须像图4-2-16那样很好地解耦。在低频时，只要多个器件相互之间的距离不超过10cm（PC线路距离），它们就可在各自电源上共用一个10μF~50μF的电容。在高频时，每个IC必须通过一个低电感的电容器（约0.1μF）和短导线以及PC线路来使电源解耦。这些电容器还为运放负载中的高频电流提供一个返回通道。解耦电容应当以最短的导线连接到一个低阻抗的大片地线区域。表贴电容可以使导线的电感最小，因此是一个不错的选择。

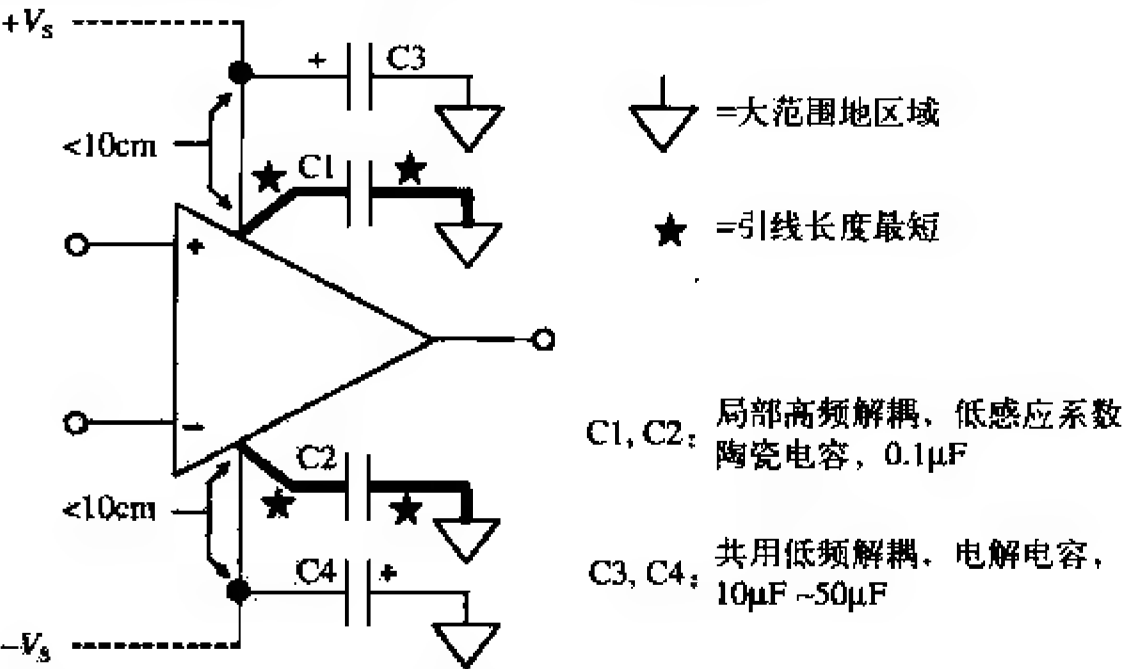
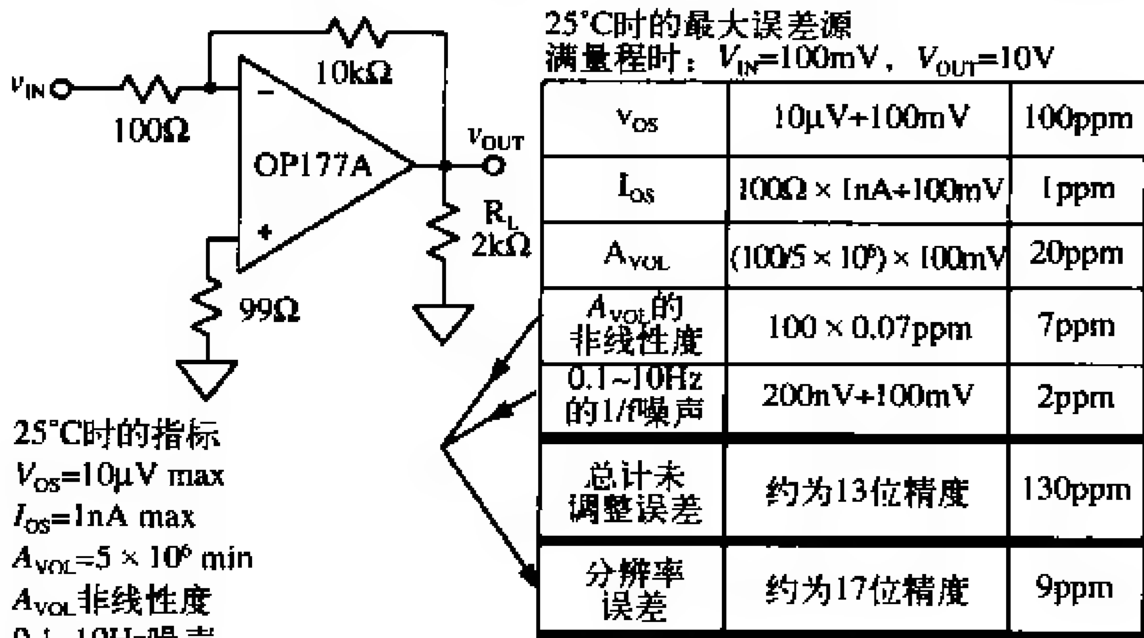


图4-2-16 运放中正确的低频和高频解耦技术

4.2.3 放大器直流误差的预算分析

图4-2-17给出了OP177A运放的室温误差预算分析。该放大器以反相模式与一个

100的信号增益进行连接。图中也给出了关键的数据表指标。假定输入信号满量程是100mV，相应的输出信号满量程是10V。将各种不同的误差源都规范化到满量程，并以每百万分之几（ppm）来表示。注意，ppm误差=部分误差×10^6=误差率×10^4。



V_{OS}	10μV+100mV	100ppm
I_{OS}	100Ω×1nA+100mV	1ppm
A_{VOL}	(100/5×10^6)×100mV	20ppm
A_{VOL}的非线性度	100×0.07ppm	7ppm
0.1~10Hz的1/f噪声	200nV+100mV	2ppm
总计未调整误差	约为13位精度	130ppm
分辨率误差	约为17位精度	9ppm

图4-2-17　精密运放（OP177A）的直流误差预算

注意：V_{OS}和I_{OS}引起的失调误差以及有限的A_{VOL}引起的增益误差都可以通过系统校准来消除。然而，开环增益非线性度引起的误差不能通过校准来消除，而且将产生一个相对精度误差，通常称为分辨率误差。

分辨率误差的第二个来源是1/f噪声。该噪声始终存在，并增加了测量的不确定性。电路在室温下的总相对精度是9ppm，这相当于17位的分辨率。

4.2.4　单一电源运放

在过去几年，由于市场的推动，单一电源工作成为越来越重要的需求。汽车、机顶盒、照相机/摄像机、个人计算机以及笔记本电脑等都要求IC销售商提供一系列能在单一电源下工作且性能相当于双电源器件的线性器件。现在，功耗已经成为远程或依靠电池工作的系统的一个关键参数，而且在某些应用中比成本更为重要。这使得在低电压或低电源电流下工作变得重要。然而，与此同时，准确性和精度要求也迫使IC制造商在他们的放大器设计中满足"用更少东西实现更多功能"的挑战。

在单一电源应用中，对运放性能最直接的影响是输入和输出信号的范围降低。由于输入和输出信号的幅值较低，放大器电路对内部和外部误差源也更为敏感。在一个12位分辨率、10V满量程的系统中，精密运放的失调电压在0.1mV级别，小于0.04 LSB的误差源。然而，在单一电源系统中，失调电压为1mV的"轨到轨"精密放大器在5V满量程系统中相当于0.8 LSB的误差，在2.5V满量程系统中则相当于1.6 LSB的误差。如图4-2-18所示。

为了减小电池的耗用电流，通常在运放周围使用较大的电阻器。由于偏置电流流过这些大电阻器，因此可以产生等于或大于放大器自身失调电压的失调误差。

- 单一电源的特点：
  - 更低的功率
  - 依靠电池工作的便携式设备
  - 仅需要一个电压
- 设计权衡：
  - 信号变化量减小将增加对由失调电压、偏置电流、有限开环增益、噪声等引起的误差的灵敏度
  - 通常必须共享带噪声的数字电源
  - 为了增加信号变化，需要轨到轨的输入和输出
  - 与最好的双电源运放相比精度较低，但并非所有应用都需要高精度
  - 许多运放都确定在单一电源下工作，但不具备轨到轨的输入或输出

图4-2-18 单一电源放大器

某些低电压单一电源器件的增益精度也有所降低，因此需要谨慎选择器件。许多开环增益为百万级的放大器都通常在双电源下工作，如OP07系列。然而，当负载较小时（大于10kΩ），许多精密应用的单一电源或轨到轨放大器的开环增益通常在25 000和30 000之间。所选用的器件如OP113/213/413系列等，确实具有很高的开环增益（如大于1M）。

在设计单一电源放大器时可能存在许多权衡：速度对功率、噪声对功率、精度对速度和功率等。即使本底噪声保持不变（几乎不可能），信噪比也将随信号幅值的减小而降低。

除了这些限制之外，许多在双电源放大器中是小问题的设计事项现在也变得重要。例如，信噪比性能随着信号幅值的减小而降低。“参考地”的选择不再像以前那么简单，因为一个参考电压可能为一些器件工作，但不为其他器件工作。放大器的电压噪声随着电源电流的降低而增加，而带宽随之减小。在单一电源和低功耗应用中，如何在有限的放大器中进行选择，以获取足够的带宽和所需精度，是系统设计面临的重大挑战。

大多数电路设计人员都想当然地使用“参考地”。许多模拟电路根据参考地来衡量它们的输入和输出范围。在双电源应用中，有一个划分电源的参考电压（0V）是非常方便的，因为在每个方向都有相同的电源空间，而且0V通常是低阻抗地平面所处的电压。

然而，在单一电源或轨到轨电路中，可以将参考地设为电路电源范围内的任意值，因此并无标准可循。参考地的选择取决于所要处理的信号类型和放大器特性。例如，把负轨作为参考地可能会优化输出在0V左右变化的运放的动态范围。另一方面，为了与其他不是按0V输入设计的器件（如A/D转换器）的输入相兼容，信号可能需要进行电平转换。

早期单一电源“零入零出”放大器基于双极工艺设计，这优化了NPN晶体管的性能。PNP晶体管要么是横向PNP，要么是纵向PNP，其带宽要比NPN晶体管的带宽小得多。现在，新一代的单一电源或轨到轨运放需要完全互补工艺。新的放大器设计在信号通道上并不使用横向或纵向PNP晶体管，但包含并联的NPN和PNP输入级，以容纳在地和电源的正轨间变化的输入信号。此外，轨到轨输出级采用双极型NPN

和PNP共射放大器，或N沟道/P沟道共源放大器进行设计，这些放大器的集电极－发射极饱和电压或漏-源通道上的导通电阻决定了输出信号变化是负载电流的函数。

在精密、低电压应用中，单一电源放大器输入级的特性（共模抑制、输入失调电压及其温度系数、噪声）是至关重要的。不管输入是接地还是接近放大器的正电源，轨到轨输入运放都必须能够分辨微弱信号。在0V到正电源的整个输入共模电压范围内都至少具有60dB共模抑制的放大器是很好的选择。我们并不一定需要放大器对超过电源电压的信号保持共模抑制，所需要的仅仅是它们在瞬时过电压条件下不会自毁。另外，对于精密应用来说，失调电压小于1mV且失调电压漂移小于2μV/°C的放大器也是很好的选择。由于输入信号的动态范围与信噪比和输出信号的动态范围与信噪比同等重要（如果不是更重要的话），单一电源或轨到轨精密运放在0.1～10Hz频带上的RTI噪声级别应该小于$5\mu V_{p-p}$。

低电源电压应用中维持较宽动态范围的需要驱动了对轨到轨放大器输出级的需求。单一电源或轨到轨放大器应当在各电源轨上具有至少100mV的输出电压变化范围（在额定负载时）。输出电压变化严重依赖于输出级的布局和负载电流。一个好的输出级的电压变化应当在负载低至10kΩ时都能维持其额定变化。V_{OL}越小越好，而V_{OH}则越大越好。诸如“零量程”或“满量程”输出电压等系统参数都应当由放大器的V_{OL}（对于零量程）和V_{OH}（对于满量程）决定。

由于大多数单一电源数据采集系统都至少需要12~14位分辨率，因此，在所有负载条件下开环增益都大于30 000的放大器是精密应用的很好选择。

1. 单一电源运放的输入级

输入共模电压包含两个电源轨的运放具有一定的需求。在某些场合，这种特点无疑是非常有用的，但工程师应该认识到，仅仅在很少的应用中它才是绝对不可缺少的。在许多应用中必须仔细区分，哪些的共模电压范围接近电源，哪些必须包括电源之一但却不需要输入在轨到轨下工作。

在许多单一电源应用中，输入只需向其中的一个电源轨变化（通常是地）。高端或低端测量应用就是很好的例子。处理0V输入的放大器相对来说更容易用图4-2-19

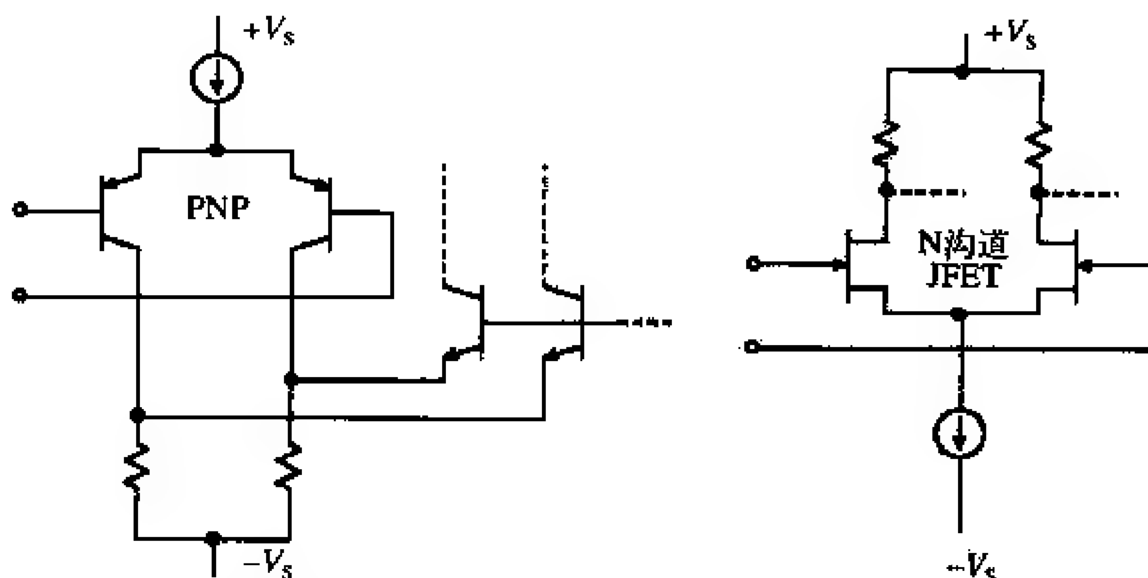


图4-2-19 PNP或N沟道JFET级使得输入信号可以达到负轨

所示的PNP差分对（或N沟道的JFET对）来进行设计。此类运放的输入共模电压范围可以从低于负电源200mV到正电源内1V。

输入级也可以通过NPN晶体管（或P沟道JFET）来设计。此时，输入共模电压范围包括正轨和负轨内约1V。这通常用于诸如高端电流测量等的低频测量应用。OP282/OP482的输入级采用P通道JFET输入对，其输入共模电压范围包含正轨。高端测量的其他电路布局（如AD626）采用精密电阻器来减小共模电压。

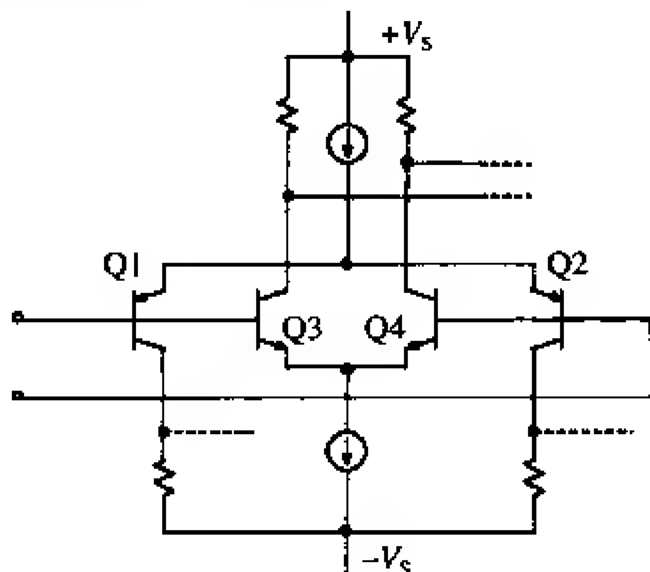


图4-2-20 真正的轨到轨输入级

真正的轨到轨输入级需要两个长尾晶体管对（如图4-2-20所示），其中一个是NPN双极型晶体管（或N沟道JFET），另一个是PNP晶体管（或P沟道JFET）。它们具有不同的失调和偏置电流，因此当实际的输入共模电压变化时，放大器的输入失调电压和输入偏置电流也将变化。实际上，当两个电流源在整个输入共模范围内都起作用时，放大器的输入失调电压是NPN晶体管对和PNP晶体管对的平均失调电压。在某些应用中，电流源在输入共模电压的某些点上交替被切断。此时，对于靠近负电源的信号，输入失调电压中PNP晶体管对的失调电压占支配地位；对于靠近正电源的信号，NPN晶体管对的失调电压占支配地位。应当注意，真正的轨到轨输入级也能够像OP250/450和AD8531/8532/8534那样由CMOS晶体管来构建。

放大器的输入偏置电流是晶体管电流增益的函数，也是实际输入共模电压的函数。与熟悉的双电源器件相比，其共模抑制相对较小，而且在共模输入电压范围内共模输入阻抗是变化的。在选择轨到轨输入运放时（尤其是同相结构），必须仔细考虑这些指标。输入失调电压、输入偏置电流、甚至是CMR在共模范围内的某些部分可能都非常好，但在NPN器件向PNP器件转换的区域内就要差得多，反之亦然。

真正的轨到轨放大器的输入级设计必须在输入共模电压范围内的某处从一个差分对向另一个差分对转换。诸如OP191/291/491系列和OP297等器件的共模穿越临界值都大约比正电源小1V。PNP差分输入级在低于负电压200mV到距正电源1V的范围内起作用。在该共模范围内，放大器的输入失调电压、输入偏置电流、CMR、输入噪声电压和电流都主要由PNP差分对的特性决定。然而，在穿越临界值时，放大器的输入失调电压是NPN和PNP对的平均失调电压且变化很快。另外，放大器的偏置电流在大部分输入共模范围内都由PNP差分对支配。当NPN差分对起作用时，该偏置电流在穿越临界值时将改变极性和幅值。

诸如OP184/284/484等运放采用轨到轨输入级设计，其NPN和PNP晶体管对都在整个输入共模电压范围内起作用，而且不存在共模穿越临界值。放大器的输入失调电压是NPN和PNP级的平均失调电压。由于对输入级的电阻进行了细致的激光微调，放大器的输入失调电压在整个输入共模范围内平稳变换。以同样方式，通过谨慎的

输入级电流平衡和输入晶体管设计，放大器的输入偏置电流也可以在整个共模输入电压范围内平稳变换。在输入共模范围的两个极端会出现例外，因为放大器的失调电压和偏置电流会因为寄生PN结的细微前向偏置而急剧增加。当输入电压距任何一个电源轨大约1V时，这种情况便会发生。

当两个差分对都在整个输入共模范围内起作用时，共模范围中点处的放大器瞬态响应将更快，且对于双极输入级来说大约快2倍，对于JFET输入级则大约快 $\sqrt{2}$ 倍。输入级跨导决定了放大器的转换速率和单位增益穿越频率，从而当PNP级（信号接近正电源轨）或NPN级（信号接近负电源轨）被迫截止时，输入共模范围两个极端处的响应时间要稍微恶化。跨导变化的临界值大约距任一电源轨1V，而且该行为与输入偏置电流相似。

因此，必须仔细评估那些真正需要轨到轨输入的应用，而且放大器的选择要确保其输入失调电压、输入偏置电流、共模抑制比和噪声（电压和电流）都匹配。

2. 单一电源运放的输出级

最早的IC运放的输出级是带NPN电流源或下拉电阻的NPN射极跟随器，如图4-2-21中的左图所示。很自然，正向变化信号的转换速率比负向变化信号的转换速率大。尽管所有的现代运放都具有某种类型的推挽输出级，但许多仍然还是非对称的，而且某个方向的转换速率比其他方向的转换速率大。非对称往往会引起交流信号的失真，而且非对称通常是源于采用了比PNP晶体管更快的NPN晶体管IC工艺。非对称也可能使输出相对其他电源来说更接近于某个电源。

在许多应用中，输出只需要在一个轨上变化，且通常是负轨（例如单一电源系统中的地）。与负轨相连的下拉电阻可以使输出接近该轨（只要负载阻抗足够高，或者负载也接到该轨上），但非常缓慢。用FET电流源代替电阻能够加快速度，但却增加了复杂性。

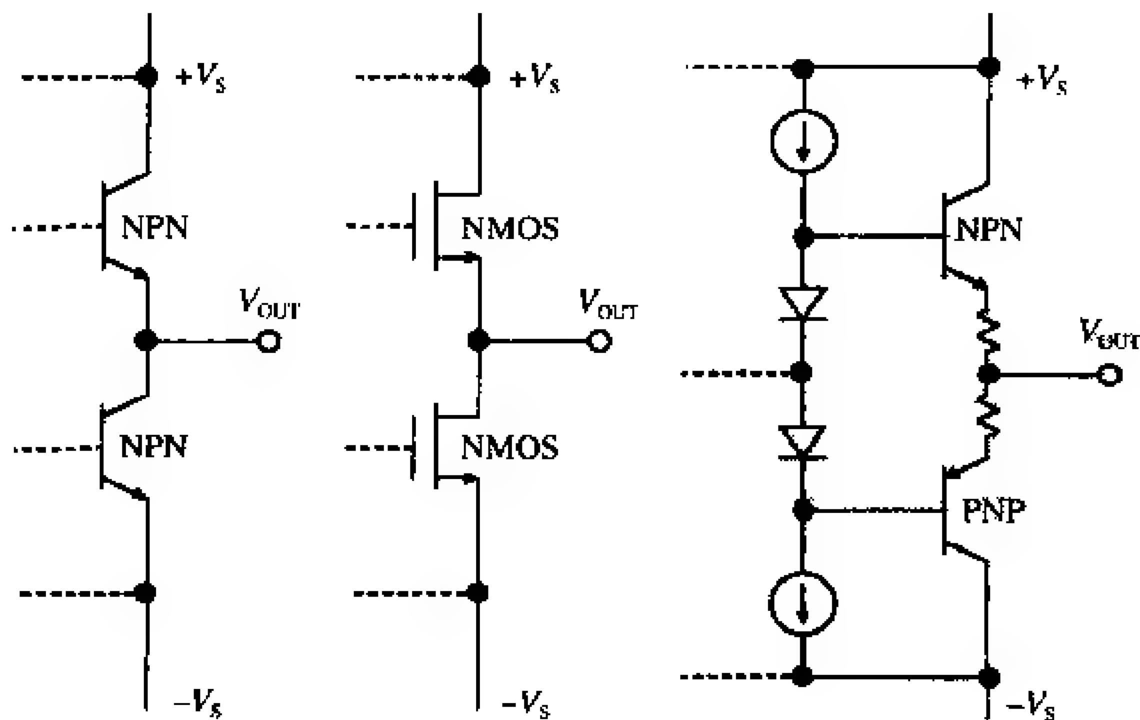


图4-2-21 传统的输出级

使用新的互补双极工艺（CB）后，可以得到能够很好匹配的高速PNP和NPN晶体管。图4-2-21中右图所示的互补射极跟随器的输出级具有包括较低的输出阻抗在内的许多优势。然而，输出只能在任一电源轨的V_{BE}压降范围内变化。当在单一+5V电源下工作时，此类输出级的典型输出变化是+1～+4V。

图4-2-22所示的互补共射/共源输出级的输出电压变化可以更接近于输出轨，但这些输出级具有比基于射极跟随器的输出级更高的开环输出阻抗。然而，在实践中，放大器的开环增益和局部反馈会产生一个明显较低的输出阻抗，在低于10Hz的频率时更是如此。

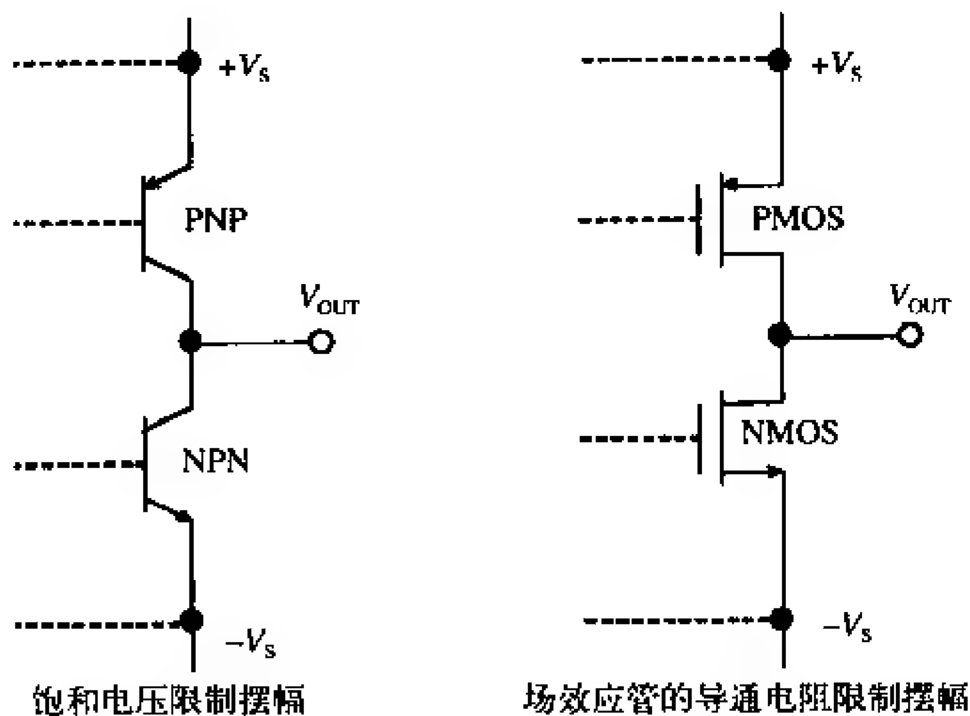


图4-2-22 “准”轨到轨输出结构

图4-2-22中的左图给出了使用BJT（半导体三极管）的互补共射输出级，它不能完全变化到轨上，而只能在轨的晶体管饱和电压（V_{CESAT}）内变化。当负载电流较小时（小于100μA），饱和电压可以低至5 mV ~10mV，但当负载电流更高时，饱和电压可以增加到几百毫伏（例如在50mA时为500mV）。

另一方面，由COMS FET构成的输出级能够提供几乎真正的轨到轨性能，但仅仅是在无负载的条件下。如果输出必须提供源或漏电流，那么输出变化将会因为FET内部的“导通”电阻而被拉低（通常，对于精密放大器来说导通电阻是100Ω，但对于高电流驱动的CMOS放大器来说则可以小于10Ω）。

很明显，由于上述原因，不存在真正的轨到轨输出级。因此，图4-2-22才采用那样的标题（“准”轨到轨输出级）。

图4-2-23归纳了许多适合于某些精密应用的单一电源运放的性能特征。器件列表是根据电源电流的递增来排序的。每个运放都可以在单一电源、双电源或四电源下工作，因此用于比较的电源电流是规一化的“I_{SY}/放大倍数”。表中也给出了输入和输出电压范围（V_S=+5V）。除了使用N通道JFET的AD820/822/824之外，“0，4V”输出的都是PNP对。电压范围标识为“5mV，4V”的输出级是带下拉电流源的NPN射

极跟随器（OP193/293/493、OP113/213/413）。标识有“R/R”的输出级则采用CMOS共源级（OP181/281/481）或CB共射级（OP196/296/496、OP191/291/491、AD820/822/824、OP184/284/484）。

**序号	V_{os}最大值	V_{OS} TC	A_{VOL}最小值	噪声（1kHz）	输入	输出	I_{SY}/AMP
OP181/281/481	1500μV	10μV/°C	5M	70nV/ $\sqrt{Hz}$	0, 4V	"R/R"	4μA
OP193/293/493	75μV	0.2μV/°C	200k	65nV/ $\sqrt{Hz}$	0, 4V	5mV, 4V	15μA
OP196/296/496	300μV	1.5μV/°C	150k	26nV/ $\sqrt{Hz}$	R/R	"R/R"	50μA
OP191/291/491	700μV	1.1μV/°C	25k	35nV/ $\sqrt{Hz}$	R/R	"R/R"	400μA
*AD820/822/824	400μV	2μV/°C	500k	16nV/ $\sqrt{Hz}$	0, 4V	"R/R"	800μA
OP184/284/484	65μV	0.2μV/°C	50k	3.9nV/ $\sqrt{Hz}$	R/R	"R/R"	1250μA
OP113/213/413	125μV	0.2μV/°C	2M	4.7nV/ $\sqrt{Hz}$	0, 4V	5mV, 4V	1750μA

* JFET输入。
** 按电源电流递增的顺序排列。注意：除非特殊声明，上述指标都是在25°C、V_S=+5V时的典型值。

图4-2-23 单一电源精密运放的性能特征

总之，在为单一电源或轨到轨应用选择放大器时，应当考虑如下几点。

首先，输入失调电压和输入偏置电流是实际输入共模电压的函数（针对轨到轨输入运放）。使用此类放大器的电路的设计原则是使由此导致的误差最小。有的反相放大器结构的同相输入端具有一个虚地参考信号，这样的放大器可以通过维持输入共模电压为常数来防止上述误差。如果不能使用反相放大器结构，那么应该使用诸如OP184/284/484等不具有任何共模穿越临界值的放大器。

其次，由于输入偏置电流并非始终很小，且具有不同的极性，因此必须谨慎地使电源阻抗级别匹配，以减小额外的输入偏置电流引起的失调电压和增加的失真。再次强调，必须使用那些在实际输入共模电压内都具有平滑输入偏置电流转换的放大器。

再次，轨到轨放大器的输出级具有与负载相关的增益，它将影响放大器的开环增益，从而影响闭环增益精度。对于小于10kΩ的电阻性负载来说，开环增益大于30 000的放大器在精密应用中是很好的选择。对于那些不需要完全轨到轨变化的应用，诸如OP113/213/413和OP193/293/493等系列器件都能提供200 000或更高的直流增益。

最后，不管在什么条件下，轨到轨输出电压变化都是放大器的输出级器件和负载电流的函数。饱和电压（V_{CESAT}）、双极型输出级的饱和电阻（R_{SAT}）、CMOS输出级的FET导通电阻，以及负载电流都将影响放大器的输出电压变化。

3. 运放工艺

图4-2-24列出了用于制作运放的多种工艺。最早的运放是使用基于NPN的标准双极工艺制作。在这些工艺中用到的PNP晶体管都非常缓慢，而且主要用于电流源和电平转换。

在双极工艺中制造匹配的高速PNP晶体管的能力给运放电路的设计增加了极大的

灵活性。这些互补双极（CB）工艺广泛应用于如今精密运放和那些需要很宽带宽的场合。高速PNP晶体管的f_S比NPN晶体管f_S的一半还大。

- 双极型（基于NPN）：最初始的工艺
- 互补双极型（CB）：轨到轨、精密、高速
- 双极+JFET（BiFET）：高输入阻抗、高速
- 互补双极+JFET（CBFET）：高输入阻抗、轨到轨输出、高速
- 互补MOSFET（CMOS）：低成本、不太重要的运放
- 双极+CMOS（BiCMOS）：双极输入级增加了线性度、低功耗、轨到轨输出
- 互补双极+CMOS（CBCMOS）：轨到轨输入、轨到轨输出、线性度好、低功耗

图4-2-24 运放工艺技术小结

在互补双极工艺中加上JFET（CBFET）便可以设计适合于光电二极管或静电计前置放大器等应用的高输入阻抗运放。

除了少数例外之外，CMOS运放的失调电压、漂移和电压噪声通常都相对较差。但其输入偏置电流非常低。它们具有较低的功率和成本，并且可以通过BiFET或CBFET工艺来获得改进的性能。

在CMOS工艺上增加双极或互补器件（BiMOS或CBCMOS）将带来更大的灵活性、更好的线性度以及较低的功率。双极型器件通常用于输入级以提供良好的增益和线性度，而CMOS器件则用于轨到轨输出级。

总之，不存在对所有运放都最优的单一IC工艺。工艺选择和随之而来的运放设计都取决于目标应用，并且最终应当对用户透明。

4.2.5 仪表放大器

仪表放大器是一个闭环增益模块，它具有一个差分输入和一个关于参考端是单端的输出（如图4-2-25所示）。它的输入阻抗是平衡的，且输入阻抗值很大，一般是

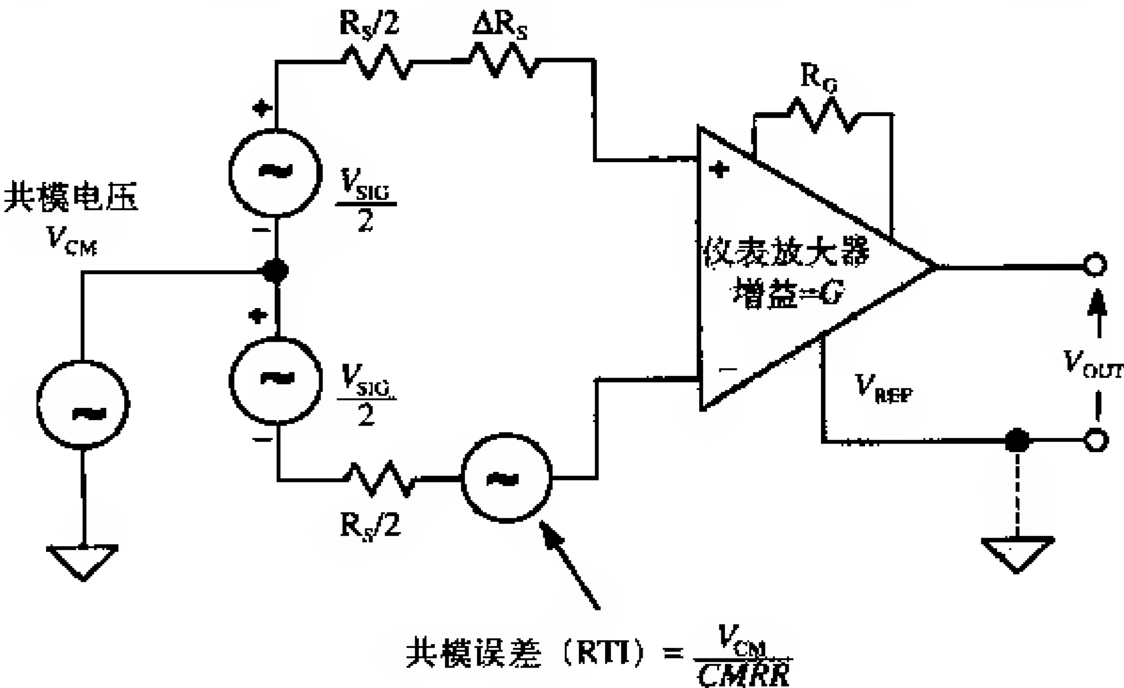


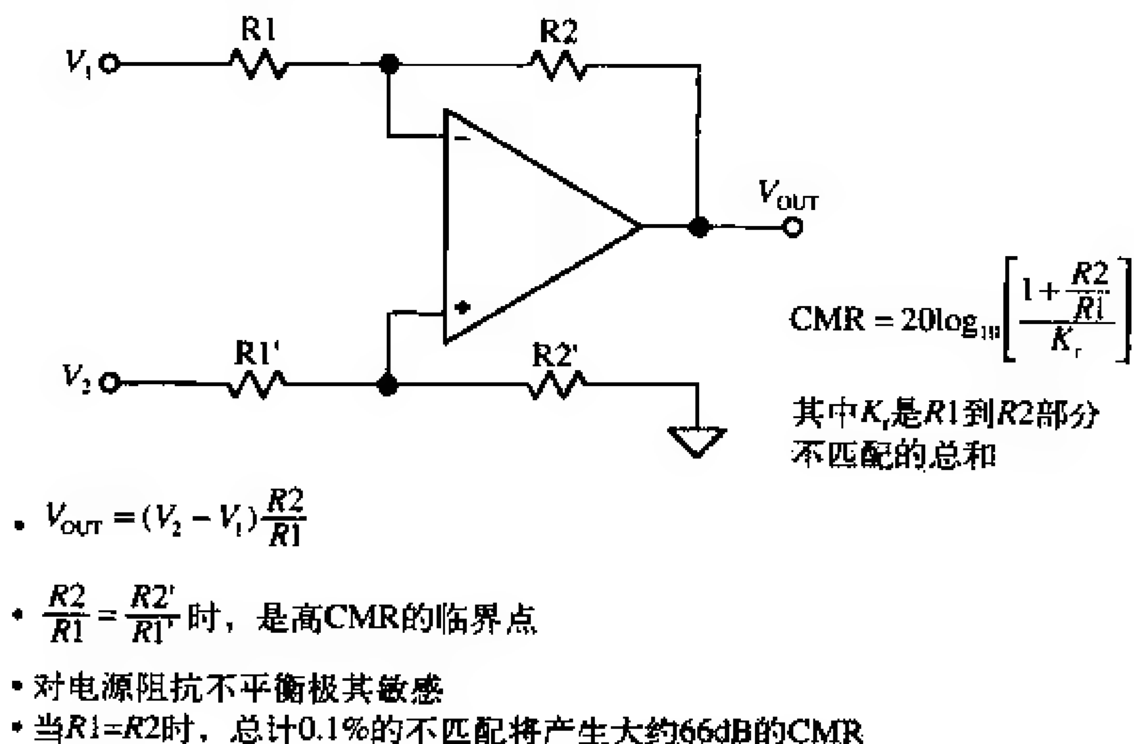
图4-2-25 仪表放大器

$10^9\Omega$或更高。与闭环增益由反相输入和反相输出间连接的外部电阻决定的运放不同，仪表放大器采用与其信号输入端隔离的内部反馈电阻网络。通过将输入信号作用到两个差分输入端，增益要么在内部事先调整，要么通过一个内部（以引脚的方式）或外部增益电阻由用户设置，且与信号输入端隔离。仪表放大器的典型增益设置范围是1~10 000。

为了有效实施，仪表放大器必须能够放大毫伏级的信号，同时抑制其输入端的伏级共模信号。这需要仪表放大器具有非常高的共模抑制（CMR），典型值是从70dB到超过100dB，而且CMR通常随增益的增加而有所改进。

在大多数应用中，仅仅给出直流输入的CMR指标是不够的，这点非常重要。在工业应用中，最普遍的外部接口是接入到50/60Hz的交流输电线上。输电线频率的谐波也是一大麻烦。在差分测量中，此类接口往往使得仪表放大器的每个输入端具有同等的地位。因此，接口信号是作为仪表放大器的共模信号。详细说明各频率上的CMR值比详细说明其直流输入CMR值更为重要。电源阻抗的不平衡将降低某些仪表放大器的CMR。Analog Devices公司对仪表放大器在50/60Hz且电源阻抗具备1kΩ不平衡时的CMR值进行了详细说明。

如图4-2-26所示，按减法器连接的运放的低频CMR通常是电路周围电阻的函数，而不是运放的函数。即使电阻率只有0.1%的不匹配也将使直流CMR降低至约66dB。简单运放减法器存在的另一个问题是输入阻抗相对较低，而且两端不平衡。从V_1看过去的输入阻抗是R_1，但从V_2看过去的输入阻抗是$R1'+R2'$。该结构在CMR方面存在很大问题，因为即使微小的电源阻抗不均衡（约10Ω）也将降低可使用的CMR。



- $V_{OUT} = (V_2 - V_1)\frac{R2}{R1}$
- $\frac{R2}{R1} = \frac{R2'}{R1'}$时，是高CMR的临界点
- 对电源阻抗不平衡极其敏感
- 当$R1=R2$时，总计0.1%的不匹配将产生大约66dB的CMR

图4-2-26 运放的减法器

1. 仪表放大器的结构

仪表放大器的结构是基于运放的，但上面描述的简单减法器电路缺乏精密应用所需要的性能。如图4-2-27所示，克服了减法器电路某些缺点的仪表放大器结构采用

两个运放。该电路通常被称为双运放仪表放大器。为了良好匹配，大多数情况下都是使用双IC运放。电路增益可以通过外部电阻器R_G进行微调。双运放仪表放大器的输入阻抗很高，从而允许信号源具有很高的阻抗且不平衡。直流共模抑制通过$R1/R2$和$R1'/R2'$的匹配来进行限制。如果这四个电阻器中有任何一个不匹配，则直流共模抑制就被限制为

$$CMR \leqslant 20\log\left[\frac{增益\times 100}{\%不匹配}\right] \tag{4-2-12}$$

由于增益由信号控制，这种结构具有一个潜在的优势。它同等程度地提高CMR。

集成仪表放大器尤其适合于满足增益设置电阻的比值匹配和温度跟踪组合需求。尽管用硅制造的薄膜电阻的初始公差达±20%，但生产过程中的激光微调使得电阻器之间的比值误差减少到0.01%（100ppm）。另外，薄膜电阻的温度系数跟踪本质上很低，通常小于3ppm/°C（0.0003%/°C）。

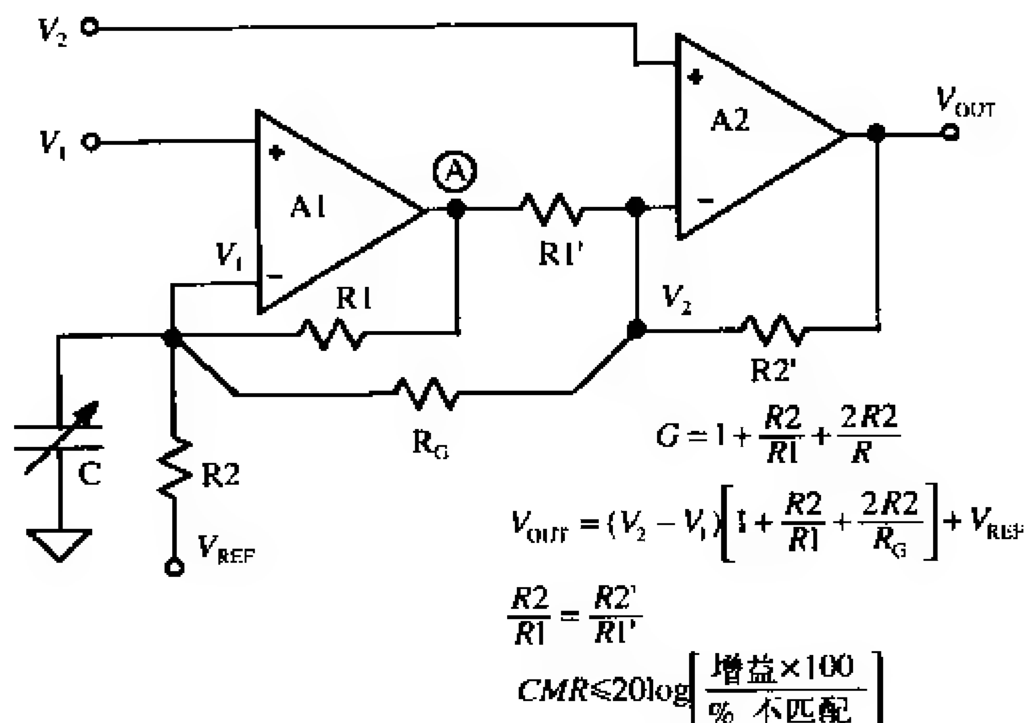


图4-2-27 双运放仪表放大器

当使用双电源时，V_{REF}通常与地直接相连。在单一电源应用中，V_{REF}通常连接到一个大小等于电源电压一半的低阻抗电压源。V_{REF}到点A的增益是$R1/R2$，点A到输出的增益是R2'/R1'。如果是理想匹配，那么V_{REF}到输出的增益是单位1。注意，保证从V_{REF}看过去的电源阻抗很低非常关键，否则将降低CMR。

这种设计的一个主要不足是必须在共模电压输入范围和增益之间进行权衡。放大器A1必须对V_1点的信号进行放大

$$1+\frac{R1}{R2} \tag{4-2-13}$$

当$R1 \gg R2$（图4-2-27中的低增益）时，如果共模信号太高，那么A1将饱和，使得期望的差分信号没有放大的空间。对于高增益的情况（$R1 \ll R2$），点A有更多空间来容纳更大的共模输入电压。

该结构的交流共模抑制性能通常较差，因为从V_1到V_{OUT}的信号存在A1的额外相移。另外，这两个放大器工作于不同的闭环增益（因此也是不同的带宽）。图中使用了一个很小的微调电容“C”，它能够在一定程度上改善交流CMR。

如图4-2-28所示，当不使用R_G时，得到一个低增益（G=2）的单一电源双运放仪表放大器结构。其输入共模和差分信号必须限制在防止A1或A2饱和的电压之内。在本例中，运放在电源轨的0.1V内保持线性，而且其最大和最小输出限制分别为V_{OH}和V_{OL}。利用图4-2-28中给出的公式，V1点的电压必须在1.3V和2.4V之间，以防止A1饱和。注意，V_{REF}连接到V_{OH}和V_{OL}的平均值上（2.5V）。这顾及了V_{OUT}以+2.5V为参考的双极差分输入信号。

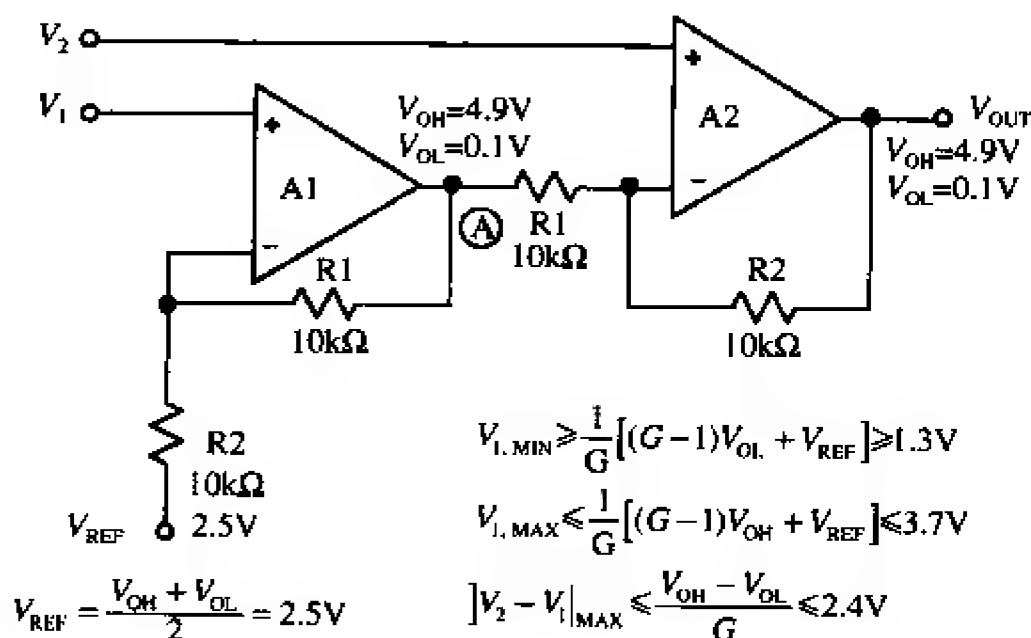


图4-2-28 单一电源约束：V_S=+5V，G=2

图4-2-29给出的是一个高增益（G=100）的单一电源双运放仪表放大器结构。利用同样的公式，V1点的电压可以在0.124V和4.876V之间变化。与前面一样，V_{REF}连接至2.5V，从而顾及了双极差分输入和输出信号。

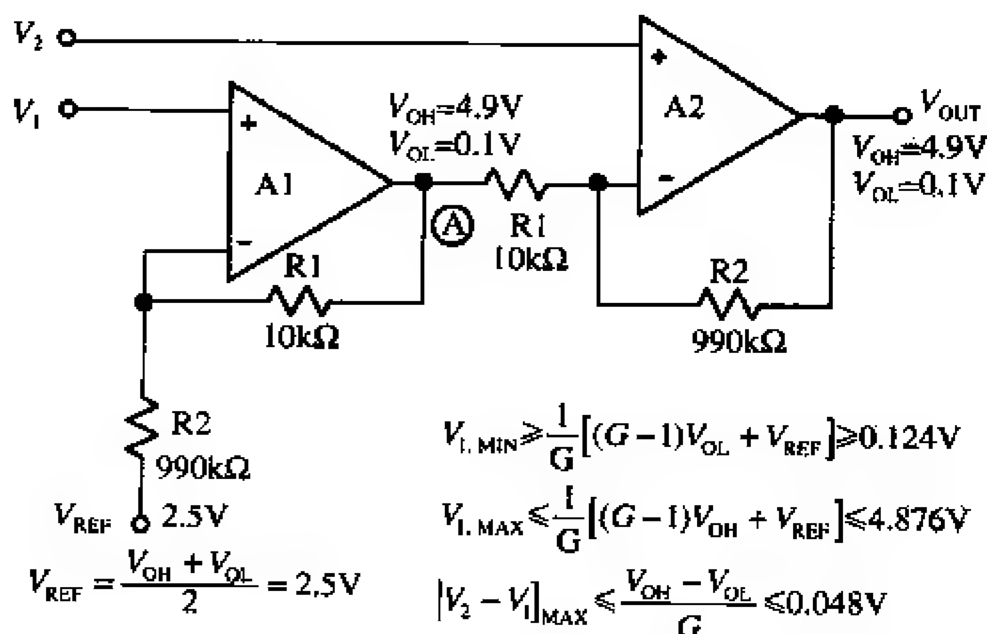


图4-2-29 单一电源约束：V_S=+5V，G=100

上述讨论表明，不管增益如何，基本的双运放仪表放大器在单一电源时均没有考虑零伏共模输入电压的情况。这可以通过使用图4-2-30所示的电路来克服。该电路通过AD627仪表放大器来实现。每个运放均由一个PNP共射输入级和一个增益级组成，分别由Q1/A1和Q2/A2来表示。PNP晶体管不仅提供了增益，而且进行电平转换，将输入信号正极改变约0.5V，从而使得共模输入电压比电源轨小0.1V。允许的最大正输入电压则比正电源轨小1V。

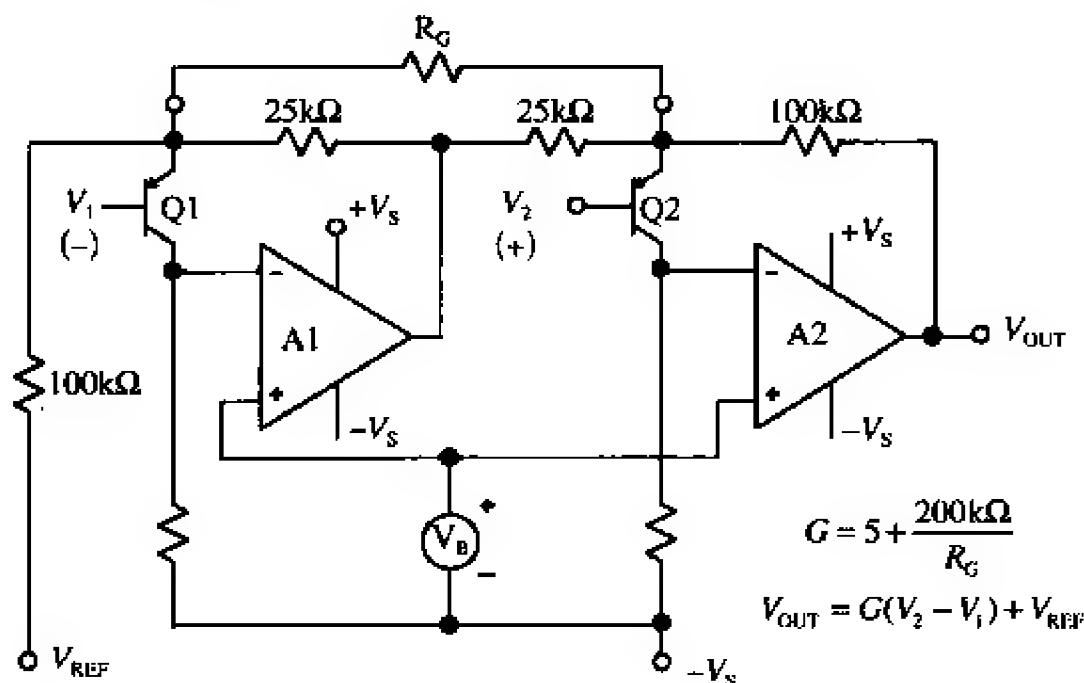


图4-2-30 AD627仪表放大器的结构

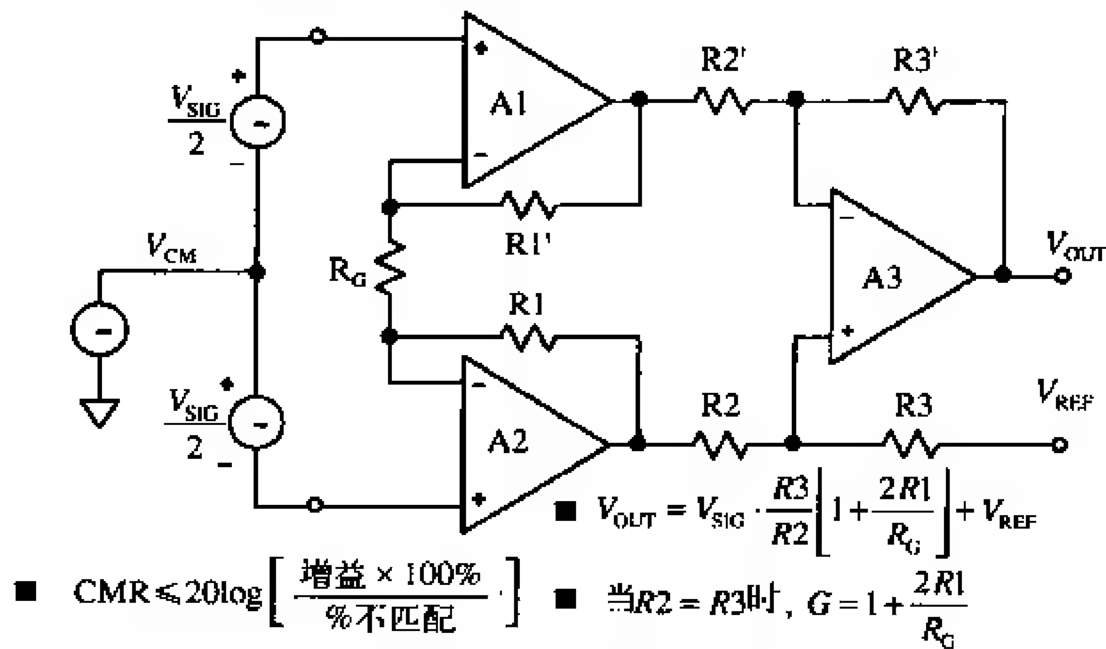
AD627提供轨到轨的输出变化，而且在很宽的电源电压范围内工作（+2.7~±18V）。如果没有外部增益设置电阻R_G，那么仪表放大器的增益是5。可以通过一个单一外部电阻器来设置高达1 000的增益。当工作于+3V电源且G=5时，AD627B在60Hz且电源不平衡达1kΩ的情况下的共模抑制是85dB。尽管AD627是一个双运放仪表放大器，但通过一个专利电路可以使得其CMR获得比传统离散型双运放仪表放大器更高的频率。AD627的数据表（可在网站http://www.analog.com上得到）对可允许的输入/输出电压范围（是增益和电源电压的函数）进行了详细讨论。AD627的关键指标在图4-2-31中进行了归纳。

- 电源范围：+2.7 ~ ±18V
- 输入电压范围：$-V_S-0.1 \sim +V_S-1V$
- 电源电流：85μA
- 增益范围：5~1 000
- 最大输入失调电压：75μV（AD627B）
- 最大失调电压温度系数：10ppm/°C（AD627B）
- 增益非线性度：10ppm
- 60 Hz、电源不平衡1kΩ时CMR为85dB（G=5）
- 0.1~10Hz输入电压噪声的峰峰值为3μV（G=5）

图4-2-31 AD627仪表放大器的关键指标

对于真正平衡的高阻抗输入，可以像图4-2-32那样由三个运放相互连接来组成仪

表放大器。该电路通常被称为三运放仪表放大器。放大器的增益可以通过电阻器R_G来设置，它可以是内部、外部或可编程的（通过软件或引脚）。在该结构中，CMR取决于R3/R2和R3'/R2'的匹配比。另外，无论增益如何，共模信号都只放大1倍（由于运放的输入端之间没有有效的电势差存在，在R_G上不存在共模电压，因此R_G上也没有共模电流）。因此，从理论上来说，CMR将随增益成正比增加。较大的共模信号（在A1-A2运放的电压空间限制内）可以在所有增益下进行处理。最后，由于该结构的对称性，输入放大器的共模误差（如果存在）往往与减法器输出级相抵消。这些特点正是三运放仪表放大器结构之所以流行的原因。



■ $V_{OUT} = V_{SIG} \cdot \frac{R3}{R2}\left[1+\frac{2R1}{R_G}\right] + V_{REF}$

■ $CMR \leqslant 20\log\left[\frac{增益 \times 100\%}{\%不匹配}\right]$ ■ 当$R2 = R3$时，$G = 1 + \frac{2R1}{R_G}$

图4-2-32 三运放仪表放大器

经典的三运放结构已经被大量用于片上IC仪表放大器中。除了在三个内部运放之间提供优良的匹配外，激光微调的薄膜电阻器还以更低的成本提供比使用离散运放和电阻网络更优秀的比值匹配和增益精度。AD620是片上仪表放大器技术的一个优秀例子，其简化原理如图4-2-33所示。

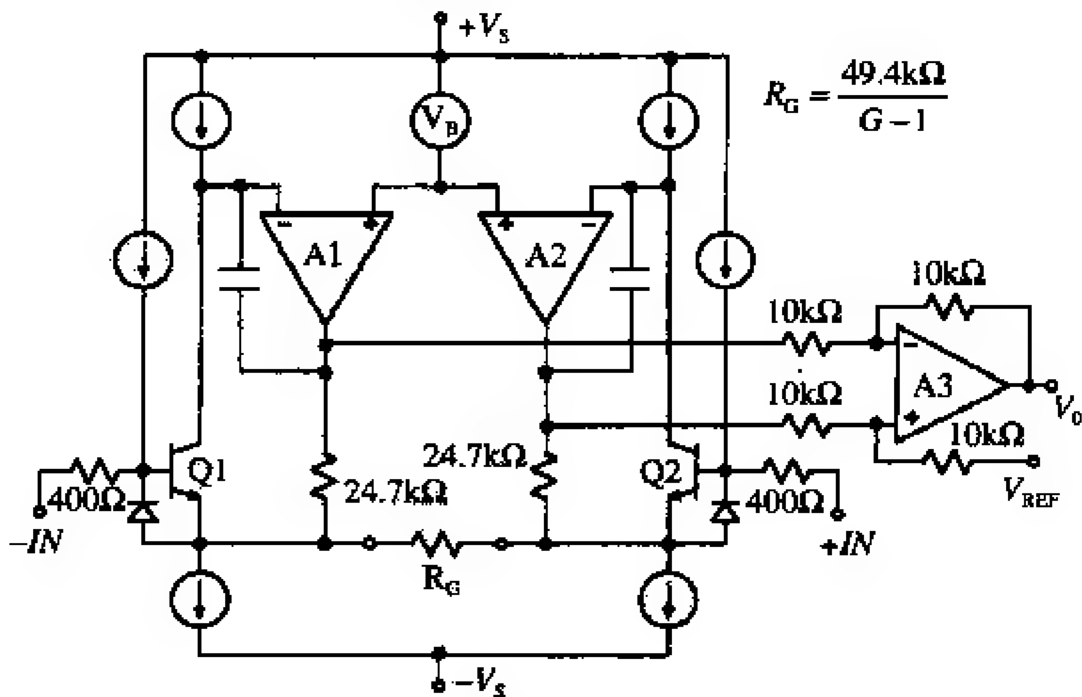


图4-2-33 AD620仪表放大器的简化示意图

AD620是非常流行的仪表放大器，其电源电压从±2.3~±18V。输入电压噪声在1kHz时只有9nV/$\sqrt{Hz}$。由于采用的是Superbeta输入级，其最大输入偏置电流只有1nA。

过电压保护由内部的400Ω薄膜限流电阻和连接在Q1和Q2发射极−基极上的二极管来提供。增益则由一个单一外部R_G电阻器来设置。适当调整内部电阻，使得可以采用标准的1%或0.1%电阻器把AD620的增益设置到流行的增益值。

与双运放仪表放大器结构一样，要了解三运放仪表放大器在单一电源下的工作原理，就需要了解其内部的节点电压。图4-2-34给出了在单一+5V电源下工作的仪表放大器的一般示意图。单个运放的最大和最小允许输出电压分别用V_{OH}（最高输出）和V_{OL}（最低输出）来表示。注意，从共模电压到A1和A2的输出端的增益是一致的，而且共模电压和信号电压在这些输出端之和必须落在放大器输出电压范围之内。很明显，由于A1和A2的饱和，该结构不能处理零伏或+5V的输入共模电压。与双运放仪表放大器一样，为了考虑双极差分输入信号，应将输出参考值设置在V_{OH}和V_{OL}的中间。

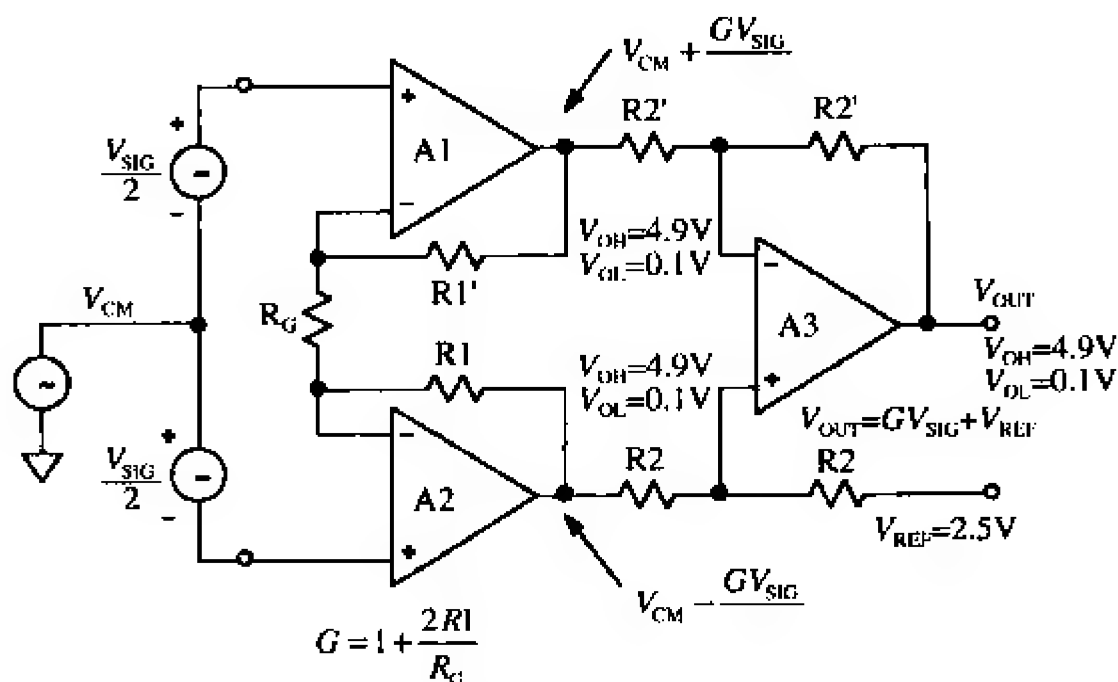


图4-2-34 单一+5V电源的三运放仪表放大器

由于低电压单一电源（5V或更小）是普遍的需求，本章重点介绍高性能线性电路的工作原理。尽管存在许多精密的单一电源运放，如OP213、OP291、OP284，以及某些较好的单一电源仪表放大器，但最高性能的仪表放大器仍然是双电源工作的。

有些常用的传感器（如应变计）提供在电源电压（或参考电压）中点附近的输出信号，利用这点可以实现高精密和单一电源工作，而且信号调理放大器的输入不需要工作于“地”或正电源电压附近。

在这些条件下，在以电源中点为参考的双电源仪表放大器后面接一个轨到轨运放增益级，就可以具有很高的直流精度。图4-2-35例举了一个在单一+5V电源下工作的高性能仪表放大器。该电路的输入级采用低成本的精密仪表放大器AD620，而输出级采用JFET输入的双轨到轨输出运放AD822。



图4-2-35 具有轨到轨输出的精密单一电源复合仪表放大器

在该电路中，R3和R4构成一个分压器，将电源电压分成一半（即+2.5V），并由一个微调电位计P1进行微调。该电压作用到A1的输入端，且由AD822对它进行缓冲并提供一个驱动AD620的参考信号引脚所需的低阻抗源。AD620的参考信号引脚具有10kΩ的输入电阻和一个高达200μA的输入信号电流。AD822的另一半连接成一个增益为3 的反相器，因此它仅需要AD620的±0.83V电压就能够输出±2.5V的“轨到轨”电压。AD620的输出电压电平正好在AD620的接受范围之内，从而保证了“双电源”前端的高线性度。*注意，最终的输出电压必须以+2.5V的参考电压（而不是GND）进行测量。*

这种复合仪表放大器的一般增益表达式是AD620和反相放大器增益的乘积

$$增益=\left(\frac{49.4\,\mathrm{k}\Omega}{R_G}+1\right)\left(\frac{R2}{R1}\right) \tag{4-2-14}$$

对于这个例子，当R_G=21.5kΩ（最接近标准值）时，总增益为10。图4-2-36中的表格归纳了不同的“R_G/增益”值及其性能。

电路增益	$R_G(\Omega)$	V_{OS} RTI(μV)	TC V_{OS}, RTI(μV/°C)	非线性度 (ppm)*	带宽 (kHz)**
10	21.5k	1000	1000	<50	600
30	5.49k	430	430	<50	600
100	1.53k	215	215	<50	300
300	499	150	150	<50	120
1000	149	150	150	<50	30

* 非线性度在0.1~4.90V输出范围内测量。

** 无10Hz噪声滤波器。

图4-2-36 +5V单一电源的AD620/AD822复合仪表放大器性能小结

在这种应用中，为了保证线性度，AD620各输入端的允许输入电压必须在+2~+3.5V。例如，当总电路增益为10时，共模输入电压范围是2.25~3.25V，从而能够容纳±0.25V满量程差分输入电压（该电压是驱动关于V_{REF}的±2.5V输出电压所必需的）。

输出缓冲器采用反相结构，从而可以对流入A2级缓冲器反馈求和节点的电流进行求和，并以此调整系统的输出失调电压。这些失调电流可以由一个外部D/A转换器提供，也可以由连接在参考电压上的电阻提供。

AD822的轨到轨输出级具有非常整齐的瞬态响应（图中没有给出），而且对于高达300的增益配置，其小信号带宽超过100kHz。注意，V_{OUT}在0.1~4.9V具有非常优秀的线性度。为了减小非期望噪声拾取的影响，推荐在A2的反馈电阻上加一个电容，从而将电路带宽限制在感兴趣的频率上。

图4-2-37给出了AD623的单一电源仪表放大器结构。当需要零电压输入时，该结构能够提供非常吸引人的解决方案。PNP射级跟随器的电平转换器Q1/Q2使输入信号可以在小于负电源150mV和距正电源1.5V的范围内变化。AD623是完全为+3~+12V的单一电源和±2.5~±6V的双电源设计的（参见图4-2-38）。AD623的数据表（可在http://www.analog.com网站上获得）对允许的输入/输出电压范围（是增益和电源电压的函数）有很好的讨论。

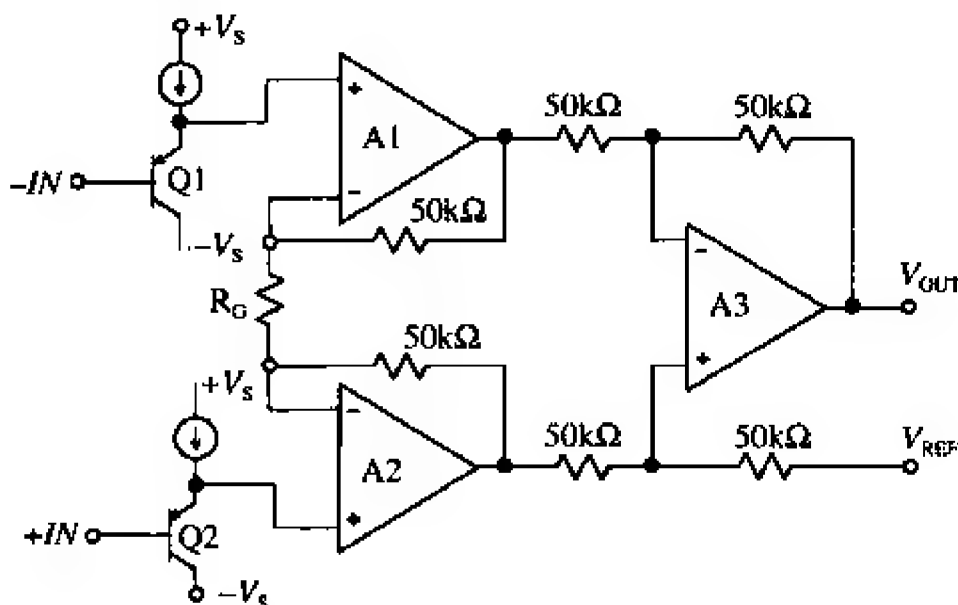


图4-2-37 AD623的单一电源仪表放大器结构

- 电源范围：+3~ ±6V
- 输入电压范围：$-V_S-0.15V \sim +V_S-1.5V$
- 最大电源电流575μA
- 增益范围：1 ~ 1 000
- 最大输入失调电压：100μV（AD623B）
- 最大失调电压TC：1μV/°C（AD623B）
- 增益非线性度：50 ppm
- 60 Hz、电源不平衡1kΩ、$G \geq 100$时CMR为105dB
- 0.1~10Hz输入电压噪声的峰峰值是3μV（G=1）

图4-2-38 AD623仪表放大器的关键指标

2. 仪表放大器的直流误差源

仪表放大器的直流和噪声指标与传统运放稍有不同。因此，为了充分理解其误差源，需要对它们进行讨论。

仪表放大器的增益通常由一个电阻进行设置。如果该电阻在仪表放大器外部，那么其大小将根据期望增益，通过公式计算或从数据表上的表格中选取。

绝对值激光晶片微调使得用户可以通过该单一电阻精确地设置增益。该电阻的绝对精度和温度系数直接影响仪表放大器的增益精度和漂移。由于外部电阻与内部薄膜电阻的温度系数不可能精确匹配，故应选择温度系数较低（<25ppm/°C）的金属薄膜电阻，而且最好具有0.1%或更高的精度。

许多仪表放大器通常具有1~1 000或1~10 000的增益范围，而且可以工作在更高增益上，但制造商将不会确保在这些高增益下具有规定级别的性能。实际上，随着增益设置电阻变得越来越小，金属走线和连接线电阻引起的任何误差都逐渐变得重要。这些误差连同增加的噪声和漂移，使得更高的单级增益变得不切实际。另外，当以较高增益作用到输出端时，输入失调电压也变得非常大。例如，当增益为10 000时，0.5mV输入失调电压在输出端变成了5V。当增益较高时，最好的办法是将仪表放大器作为一个前置放大器，然后通过后置放大器进一步放大。

在AD621等通过引脚来设置增益的仪表放大器中，增益设置电阻是内置的且能够很好匹配，而且增益精度和增益漂移指标都考虑了它们的影响。AD621的其他方面与在外部设置增益的AD620基本相似。

*增益误差*是由增益等式得到的最大偏差。诸如AD624C的片上仪表放大器具有非常低的出厂微调增益误差。当G=1时其最大误差为0.02%，当G=500时则为0.25%，这在此类高质量仪表放大器中是典型值。注意，增益误差随增益的增加而增加。尽管外部连接的增益网络使得用户可以正确地设置增益，但外部电阻的温度系数以及网络内不同单个电阻的温差都将对总增益误差产生作用。如果数据最终被数字化并输入到数字处理器，那可能需要测量一个已知参考电压并乘以一个常数来对增益误差进行校正。

*非线性度*为由输入输出关系图上直线得出的最大偏差。该直线根据实际传递函数的端点绘制而成。高质量仪表放大器的增益非线性度通常是0.01%（100ppm）或更小，而且在推荐增益范围内相对来说对增益不敏感。

如图4-2-39，仪表放大器的总输入失调电压由两部分组成。输入失调电压V_{OSI}是通过增益G作用到仪表放大器输出端的输入失调部分。输出失调电压V_{OSO}则与增益无关。当增益较低时，输出失调电压占支配地位；而当增益较高时，输入失调占支配地位。输出失调电压漂移通常取G = 1时的漂移（此时输入的影响可以忽略不计），而输入失调电压漂移则取高增益时的漂移指标（此时输出失调的影响可以忽略不计）。总的RTI输出失调电压误差等于$V_{OSI}+V_{OSO}/G$。仪表放大器的数据表可能单独规定V_{OSI}和V_{OSO}，或者对不同的增益值给出总的RTI输入失调电压。

如图4-2-39所示，仪表放大器电路中的输入偏置电流也可能产生失调误差。如果

电源电阻R_S有ΔR_S的不平衡（电桥中通常如此），那么该偏置电流会产生一个额外的输入失调电压误差，且等于$I_B\Delta R_S$（假定$I_{B+}\approx I_{B-}=I_B$）。该误差通过增益G作用到输出端。输入失调电流I_{OS}在电源阻抗$R_S+\Delta R_S$上产生一个输入失调电压误差，即$I_{OS}(R_S+\Delta R_S)$，它也通过增益G作用到输出端。

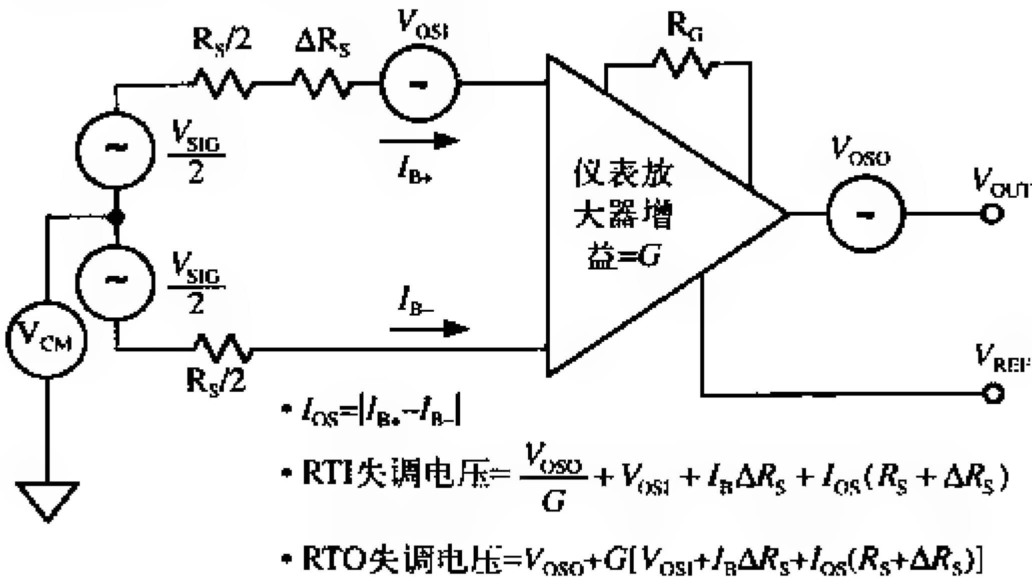


图4-2-39 仪表放大器的失调电压模型

仪表放大器的共模误差是增益和频率的函数。Analog Devices公司规定了60Hz频率下电源阻抗具有1kΩ不平衡时仪表放大器的CMR。将共模电压V_{CM}除以共模抑制比CMRR，就得到RTI共模误差。

电源抑制（PSR）也是增益和频率的函数。对仪表放大器来说，习惯分别规定每个电源的灵敏度。既然已经对所有直流误差源进行了说明，那么就可以将所有误差源都作用到仪表放大器的输入端，以此来计算最坏情况下的直流误差预算，如图4-2-40所示。

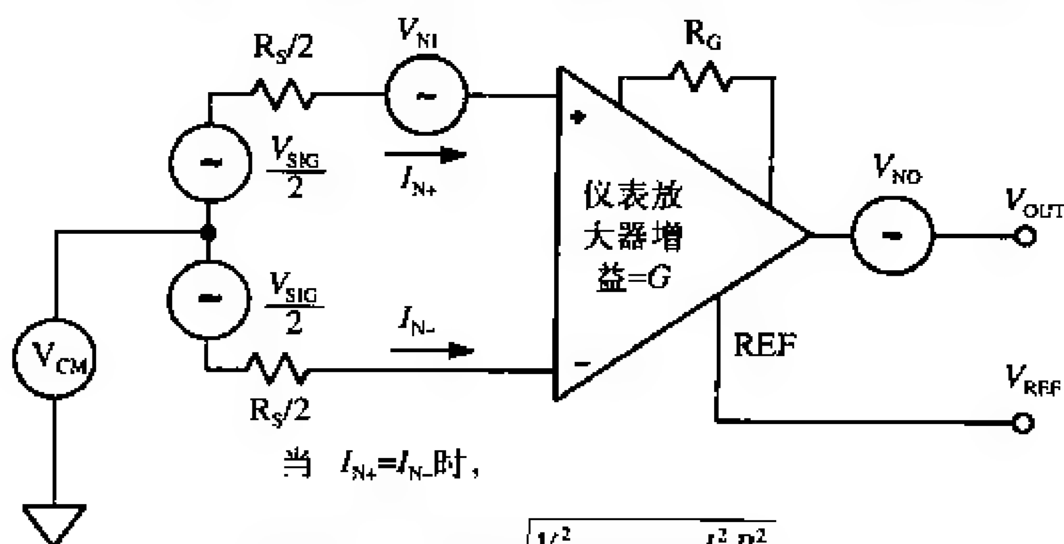
误差源	RTI值
增益精度（ppm）	增益精度×满量程输入
增益非线性度（ppm）	增益非线性度×满量程输入
输入失调电压V_{OSI}	V_{OSI}
输出失调电压V_{OSO}	$V_{OSO}\div G$
流经ΔR_S的输入偏置电流I_B	$I_B\Delta R_S$
流经R_S的输入失调电流I_{OS}	$I_{OS}(R_S+\Delta R_S)$
共模输入电压V_{CM}	$V_{CM}\div CMRR$
供电电源变化ΔV_S	$\Delta V_S\div PSRR$

图4-2-40 仪表放大器的RTI直流误差

3. 仪表放大器的噪声源

由于仪表放大器主要用于放大微小的精密信号，所以必须对所有相关的噪声源有所了解。仪表放大器的噪声模型如图4-2-41所示。输入电压噪声存在两个来源。第一个由噪声源V_{NI}表示，它与传统运放电路一样与输入端串联。该噪声通过仪表放大

器的增益G作用到输出端。第二个噪声源是输出噪声V_{NO}，它是与仪表放大器输出端串联的噪声电压。输出噪声（图中为V_{OUT}）除以增益G后作用到输入端。



当 $I_{N+}=I_{N-}$时，

• RTI噪声$=\sqrt{BW}\cdot\sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2}+V_{NI}^2+\frac{I_N^2R_S^2}{2}}$

• RTO噪声$=\sqrt{BW}\cdot\sqrt{V_{NO}^2+G^2\left[V_{NI}^2+\frac{I_N^2R_S^2}{2}\right]}$

• 当增益=G时，BW=1.57×仪表放大器的带宽

图4-2-41 仪表放大器的噪声模型

与输入噪声电流I_{N+}和I_{N-}相关的有两个噪声源。尽管I_{N+}通常等于I_{N-}（$I_{N+}\approx I_{N-}=I_N$），但它们并无关联，因此，它们各自产生的噪声必须以和的平方根方式相加。I_{N+}流过R_S的一半，I_{N-}则流过另一半。这就产生了两个噪声电压，而且每个均具有$I_NR_S/2$的幅值。这两个噪声源都通过仪表放大器的增益G作用到输出端。

将所有四个噪声源以和的平方根方式进行组合，就得到了总的输出噪声。

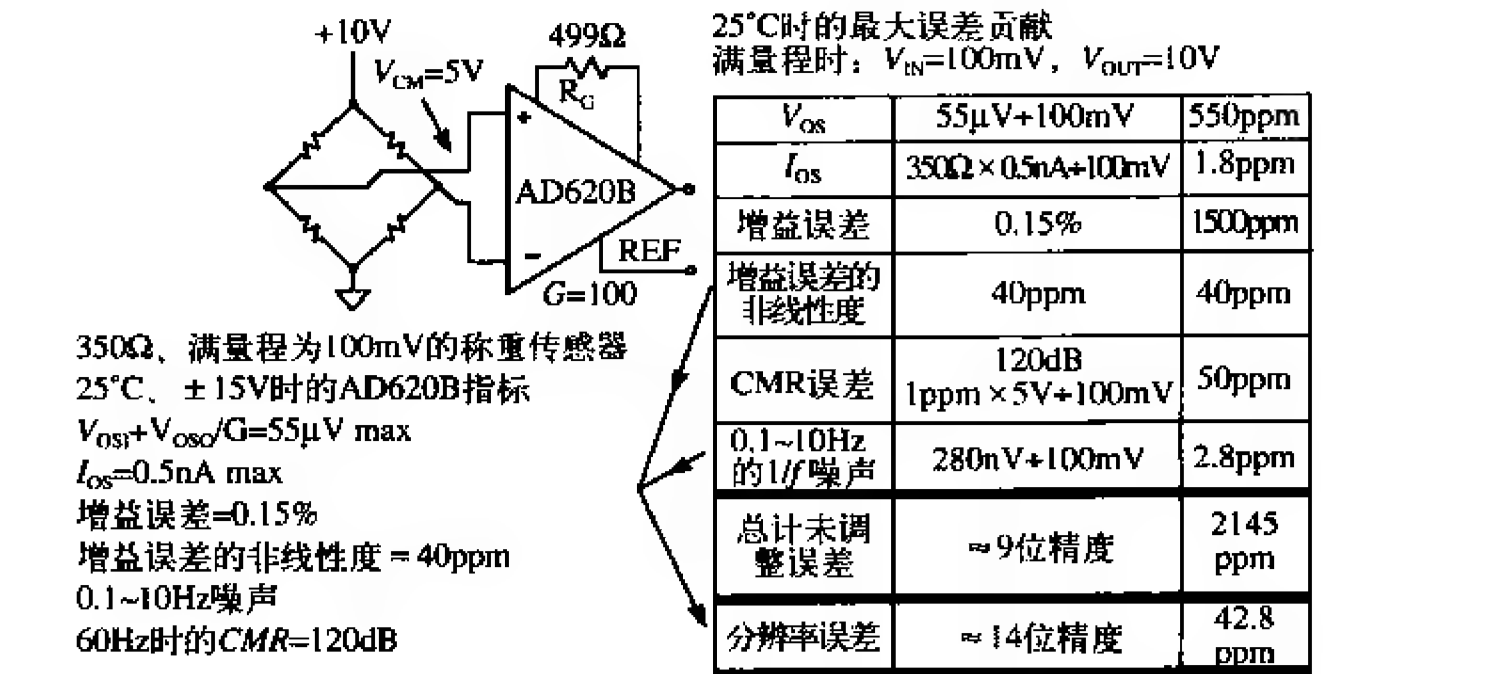
仪表放大器的数据表通常以增益函数的形式给出总的RTI电压噪声。该噪声的频谱密度包括输入噪声（V_{NI}）和输出噪声（V_{NO}）的贡献。输入电流噪声的频谱密度则单独规定。与运放一样，总的RTI噪声必须通过在仪表放大器的闭环带宽上积分来计算其均方根值。带宽可以由数据表曲线来确定，且该曲线反映了作为增益函数的频率响应。

4. 仪表放大器中桥式放大器的误差预算分析

理解仪表放大器在典型应用中的误差源非常重要。图4-2-42是一个350Ω的称重传感器；当激励为10V时，其满量程输出为100mV。通过外部499Ω的增益设置电阻，可以将AD620的增益设为100。表格给出了各个误差源是如何作用在总的2 154ppm未调整误差上的。系统校准可以消除增益误差、失调误差和CMR误差。其他误差（增益非线性度和0.1~10Hz噪声）不能通过校准来消除，并且将系统的分辨率限制在42.8ppm（大约14位精度）。

5. 仪表放大器的性能表

图4-2-43给出了主要为双电源设计的精密仪表放大器的选型。应当注意，AD620能够在+5V电源下工作（如图4-2-35所示），但其输入和输出都不能轨到轨变化。



V_{OS}	55μV÷100mV	550ppm
I_{OS}	350Ω×0.5nA÷100mV	1.8ppm
增益误差	0.15%	1500ppm
增益误差的非线性度	40ppm	40ppm
CMR误差	120dB 1ppm×5V÷100mV	50ppm
0.1~10Hz的1/f噪声	280nV÷100mV	2.8ppm
总计未调整误差	≈9位精度	2145 ppm
分辨率误差	≈14位精度	42.8 ppm

图4-2-42 AD620B电桥放大器的直流误差预算

	增益精度*	增益非线性度	V_{OS} 最大值	V_{OS} TC	CMR 最小值	0.1~10Hz峰峰值噪声
AD524C	0.5%/P	100ppm	50μV	0.5μV/°C	120dB	0.3μV
AD620B	0.5%/R	40ppm	50μV	0.6μV/°C	120dB	0.28μV
AD621B[1]	0.05%/P	10ppm	50μV	1.6μV/°C	100dB	0.28μV
AD622	0.5%/R	40ppm	125μV	1μV/°C	103dB	0.3μV
AD624C[2]	0.25%/R	50ppm	25μV	0.25μV/°C	130dB	0.2μV
AD625C	0.02%/R	50ppm	25μV	0.25μV/°C	125dB	0.2μV
AMP01A	0.6%/R	50ppm	50μV	0.3μV/°C	125dB	0.12μV
AMP02E	0.5%/R	60ppm	100μV	2μV/°C	115dB	0.4μV

*/P＝引脚编程。
*/R＝电阻编程。
1. G=100。
2. G=500。

图4-2-43 精密仪表放大器在V_S＝±15V、G=1 000时的数据

图4-2-44给出的是为单一电源工作而专门设计的仪表放大器。尽管图中的指标是根据单一+5V电源给出的，但所有放大器也都能在双电源下工作，而且在它们的数据表上给出了双电源和单一电源工作的指标。另外，AD623和AD627在单一+3V电源下工作。

	增益精度*	增益非线性度	V_{OS} 最大值	V_{OS} TC	CMR 最小值	0.1~10Hz峰峰值噪声	电源电流
AD623B	0.5%/R	50ppm	100μV	1μV/°C	105dB	1.5μV	575μA
AD627B	0.35%/R	10ppm	75μV	1μV/°C	85dB	1.5μV	85μA
AMP04E	0.4%/R	250ppm	150μV	3μV/°C	90dB	0.7μV	290μA
AD626B[1]	0.6%/P	200ppm	2.5mV	6μV/°C	80dB	2μV	700μA

*/P＝引脚编程。
*/R＝电阻编程。
1. 差分放大器，G=100。

图4-2-44 单一电源仪表放大器在V_S=±5V、G=1 000时的数据

AD626并非真正的仪表放大器，而是一个具有薄膜输入衰减器的差分放大器（该衰减器使共模电压可以超过电源电压）。该器件主要是为高端和低端电流测量应用而设计的。它也可以在单一+3V电源下工作。

6. 仪表放大器的输入过电压保护

作为数据采集系统的接口放大器，仪表放大器经常会遇到过载输入，如电压电平超出所选增益范围的满量程。必须仔细观察制造商给出的器件的“绝对最大”输入电压。与运放一样，许多仪表放大器的绝对最大输入电压指标都等于$\pm V_S$。如果需要，可以使用外部串联电阻（用于限流）和肖特基钳位二极管来保护过载。有的仪表放大器具有内置的以串联电阻（薄膜）或串联保护场效应管形式的过载保护电路。诸如AMP-02和AD524等的仪表放大器利用串联保护场效应管，因为在正常工作中它们的阻抗很低，而在故障条件下阻抗变高。如图4-2-45所示。

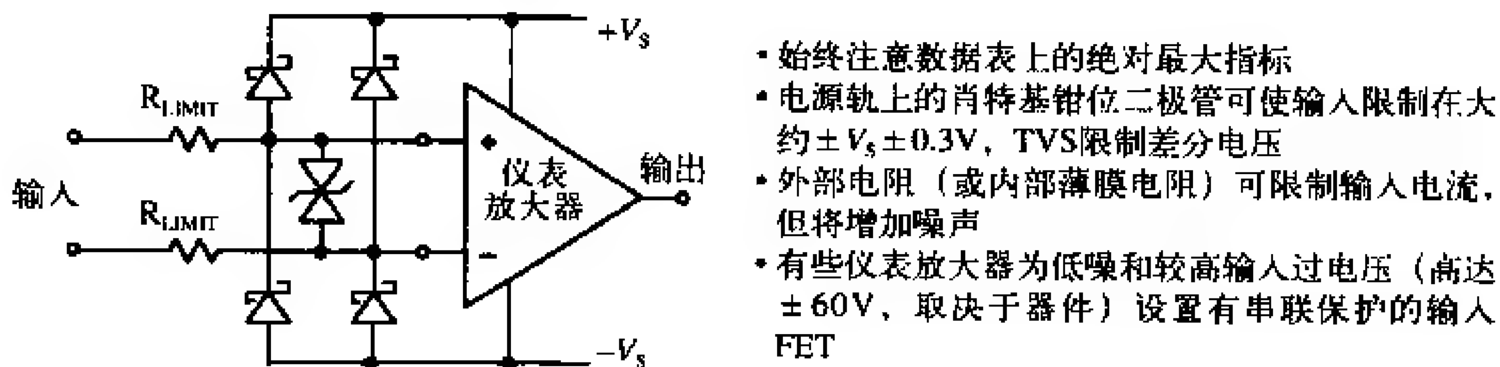


图4-2-45　仪表放大器的输入过电压注意事项

为了限制最大的差分输入电压，可能需要在输入引脚上接一个额外的瞬态电压抑制器（Transient Voltage Suppresser，TVS）。这尤其可以应用在具有较低R_G值且在高增益下工作的三运放仪表放大器中。

4.2.6　斩波稳零型放大器

为了获得最小的失调和漂移性能，斩波稳零型放大器或许是唯一的解决方案。最好的双极放大器能产生10μV的失调电压和0.1μV/°C的漂移。通过使用斩波器，可以获得小于5μV的失调电压且几乎没有可测量的失调漂移，尽管具有一定的代价。

基本的斩波放大器电路如图4-2-46所示。当开关打到“Z”位置（自稳零）时，放大器的输入和输出失调电压分别为向C2和C3 两个电容充电。当开关打到“S”位置（采样）时，V_{IN}通过R1、R2、C2、放大器、C3、和R3的路径连接到V_{OUT}。斩波频率通常在几百赫兹到几千赫兹之间，而且必须注意到，由于这是一个采样系统，为了防止欠采样引起的误差，输入频率必须小于斩波频率的一半。R1/C1组合作为一个抗混迭滤波器。另外假定达到稳定状态条件后，在转换周期内只存在最小数量的电荷转移。输出电容C4和负载R_L的选取必须使得自稳零周期中V_{OUT}衰减最小。

为了防止欠采样需要对输入进行滤波，因此，图4-2-46中的基本斩波放大器只能通过非常低的频率。在斩波放大器的具体实现中，最经常使用的是图4-2-47所示的斩

波稳零型结构。在该电路中，A1是主放大器，A2是归零放大器。在采样模式下（开关打到“S”位置），调零放大器A2监控A1的输入失调电压，并通过将一个适当的修正电压作用在A1的调零引脚上来强迫输出归零。然而，A2也具有输入失调电压，因此在设法使A1的失调电压调零之前必须纠正其自身的误差。这在自稳零模式（开关打到“Z”位置）下完成：通过暂时将A2与A1分离，将它们的输入端短接在一起，并将输出端接到调零引脚上。在自稳零模式下，A1的修正电压由C1暂时保存。同样地，C2在采样模式下保存A2的修正电压。在现代的IC斩波稳零型运放中，存储电容C1和C2被集成在芯片内部。

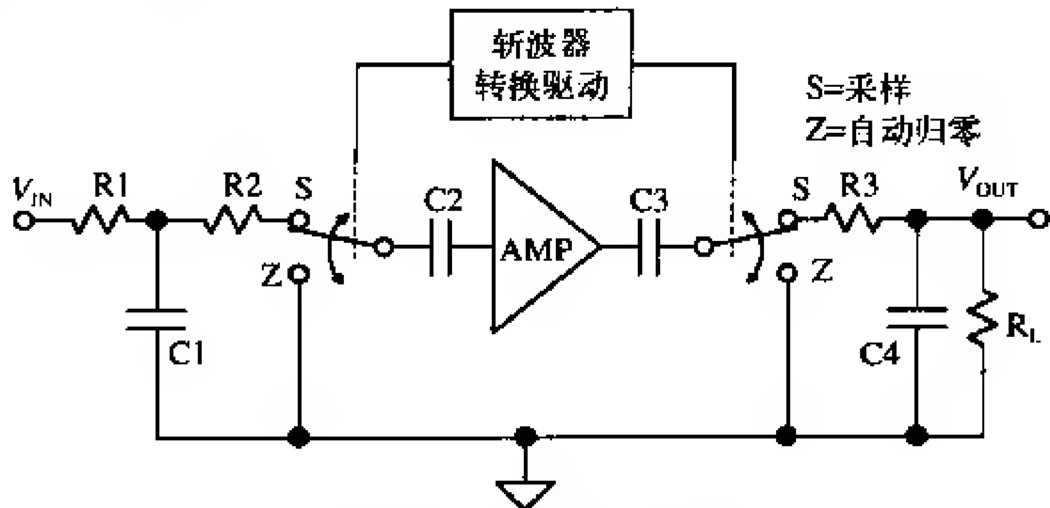


图4-2-46 经典的斩波放大器

注意，在这种结构中，输入信号始终通过A1连接到输出端。因此，A1的带宽决定了总信号带宽，并且输入信号并不像传统的斩波放大器结构那样被限制在小于斩波频率的一半范围内。然而，转换动作的确在斩波频率上产生了微小的瞬变电流，它将与输入信号频率混合，并产生带内失真。

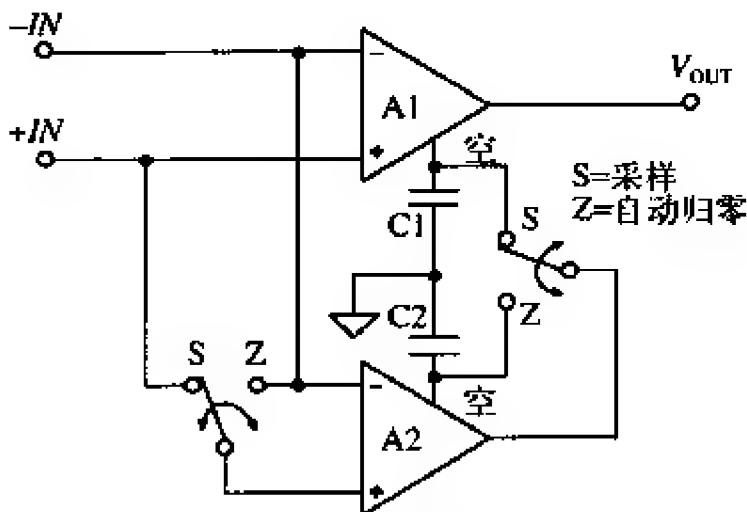
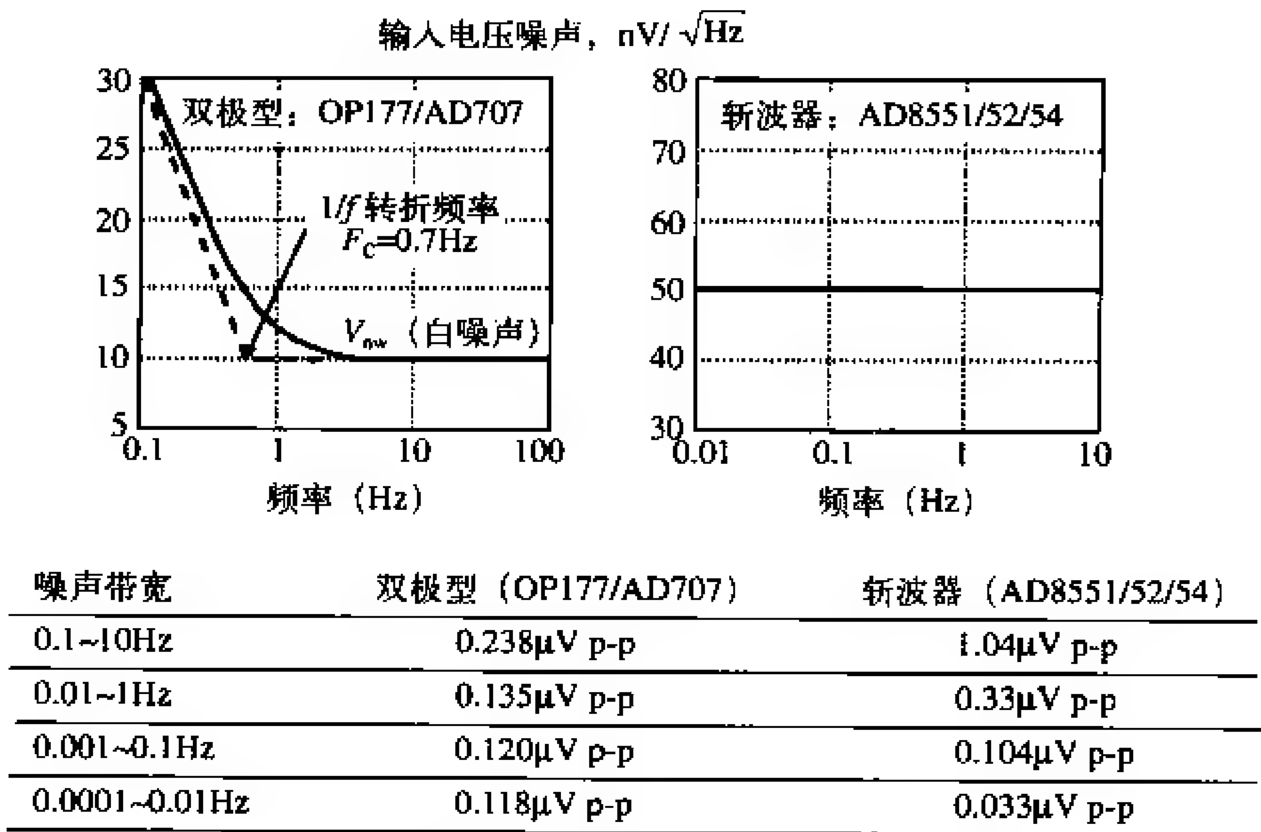


图4-2-47 斩波稳零型放大器

如果考虑斩波放大器对低频1/f噪声的影响，那将会非常有意思。如果斩波频率比输入噪声的1/f 转折频率高出很多，那么斩波稳零型放大器将不断通过采样来使1/f 噪声归零。因此，理论上斩波稳零型运放不存在1/f 噪声。然而，斩波动作带来了包括多种频率的噪声，它通常比精密双极型运放的情况更为糟糕。

图4-2-48给出了精密双极型放大器（OP177/AD707）与斩波稳零型运放AD8551/52/54的噪声对比。图下的表格对它们在不同带宽下的峰峰值噪声进行了计算。注意，随着频率的减小，斩波稳零型放大器的噪声持续下降，而双极型放大器的噪声则接近一个由1/f 转折频率和其白噪声决定的极限值，如图4-2-9。在甚低频时，斩波器的噪声性能要优于双极型运放的噪声性能。



噪声带宽	双极型（OP177/AD707）	斩波器（AD8551/52/54）
0.1~10Hz	0.238μV p-p	1.04μV p-p
0.01~1Hz	0.135μV p-p	0.33μV p-p
0.001~0.1Hz	0.120μV p-p	0.104μV p-p
0.0001~0.01Hz	0.118μV p-p	0.033μV p-p

图4-2-48　双极型放大器与斩波放大器的噪声比较

AD8551/8552/8554系列斩波稳零型运放提供了轨到轨的输入和输出，它们在单一电源下工作，且具有较低的失调电压和失调漂移。存储电容集成在IC内部，并且除了标准解耦电容外，不需要其他外部电容。该器件的关键指标在图4-2-49中给出。应当注意，为了完全实现失调和漂移性能，在使用这些器件时必须极其小心，避免出现寄生热耦合效应。

- 单一电源：+3~+5V
- 最大输入失调电压5μV
- 输入失调电压漂移0.04μV/°C
- CMR、PSR为120dB
- 运放电源电流800μA
- 过载恢复时间100μs
- 输入电压噪声50 nV/ √Hz
- 增益带宽积1.5MHz
- 单运放（AD8551）、双运放（AD8552）、四运放（AD8554）

图4-2-49　轨到轨输入/输出的斩波稳零型放大器AD8551/52/54

4.2.7　隔离放大器

在许多应用中，传感器希望或必须做到系统与数据源没有直接的电气连接，其原因要么是为了避免危险电压或电流从系统的一部分损坏另一部分，要么是为了解决难以处理的地回路。这样的系统被称为是“隔离的”，并且不经过电气连接来传递信号的电路称为“隔离壁垒（isolation barrier）”。

隔离壁垒的保护在两个方向都起作用，而且可能在某个方向或者两个方向都需要。最明显的应用是传感器会偶然遇到高电压，而且它所驱动的系统需要保护。或

者，为了保护环境，传感器可能需要与其后面产生的偶然高电压隔离。这样的例子包括防止传感器火花点燃爆炸性气体，保护需要监控ECG、EEG或EMG的病人免除电气冲击。ECG的情况非常有意思，因为需要两个方向的保护：需要保护病人免受偶然的电气冲击，但如果病人的心跳停止，也需要保护ECG设备免受为了重新恢复病人心跳而使用电击时作用到病人身上的极高电压（大于7.5kV）的冲击。如图4-2-50所示。

- 相对于其他电路，传感器处于高电压（或在故障条件下可能如此）
- 传感器不支持其他电路上的危险电压和无关故障（如病人监控以及本质安全设备与爆炸性气体一起使用）
- 解决地回路问题

图4-2-50 隔离放大器的应用

正如干扰（或非期望信息）可能通过电场、磁场或电磁辐射进行耦合一样，在隔离系统的设计中，这些现象也可用于传送期望信息。最常用的隔离放大器是使用基于磁场的变压器，另一种是使用基于电场的小型高压电容。光电隔离器由一个LED和一个光电池组成，它通过光（电磁辐射的形式之一）来进行隔离。不同的隔离器具有不同的性能：有的能够在隔离壁垒上充分线性地传递高精度模拟信号，而对于其他隔离器来说，如果要保证精度（通常应用于V/F转换器），在传送前可能需要将信号转换成数字形式。

变压器可以具有12~16位的模拟精度，且其带宽可达几百千赫兹，但它们的最大额定电压很少超过10kV，而且经常更低。电容耦合隔离放大器具有更低的精度（可能最大是12位）、更小的带宽和更小的额定电压，但它很便宜。光电隔离器速度快且便宜，并能做到很高的额定电压（4kV~7kV是最普遍的额定电压之一），但它的模拟域线性度很差，并且通常不适合于直接连接精密模拟信号。

在选择隔离系统时，并不是只需要考虑线性度和隔离电压。激励也是必不可少的。输入和输出电路都必须激励，并且除非隔离壁垒的隔离侧有电池（这有可能，但通常不方便），否则需要提供一定形式的隔离激励。使用变压器隔离的系统很容易使用变压器（信号变压器或其他）来提供隔离激励，但通过电容或光电方法来传送有用的激励是不切实际的。使用此类隔离的系统必须采用其他措施来获得隔离激励电源。这是选择变压器隔离放大器的一个巨大优势，因为它们几乎总包括一个隔离激励电源。

隔离放大器具有一个与电源和输出电路电气隔离的输入电路。另外，输入端以及器件其他部分的电容也保持最小。因此，不存在直流电流，而且交流耦合也最小。隔离放大器用于那些需要安全、精密测量低频电压或电流（约100kHz）并且具有较高共模抑制的高共模电压（数千伏）的应用场合。它们对噪声环境中高阻抗传输的线接收信号以及一般测量用途的安全性也非常有用，因为这些应用中直流和线频率漏电流必须维持在低于规定最小值的水平。主要的应用是在与医疗设备、传统电站

和核电站、自动测试设备以及工业过程控制系统等相关的电气环境。

在基本的两端口结构中，输出电路和功率电路彼此互不隔离。在图4-2-51所示的三端口隔离器中，输入电路、输出电路和功率电路三者彼此相互隔离。该图给出的是包含隔离器AD210的电路结构。此类隔离器需要有来自两接线端直流电源的激励。内部振荡器（50kHz）将直流电源转换成与屏蔽的输入部分通过变压器耦合的交流电源，然后再为输入级和辅助功率输出转换成直流。交流载波信号也通过放大器输出进行调制，与输出级通过变压器耦合，然后由相敏解调器进行解调（将载波作为参考信号）、滤波，并利用载波的隔离直流激励进行缓冲。AD210允许用户通过一个外部电阻来选择1~100的增益。其带宽是20kHz，连续隔离电压的均方根是2 500V，峰峰值是±3 500V。

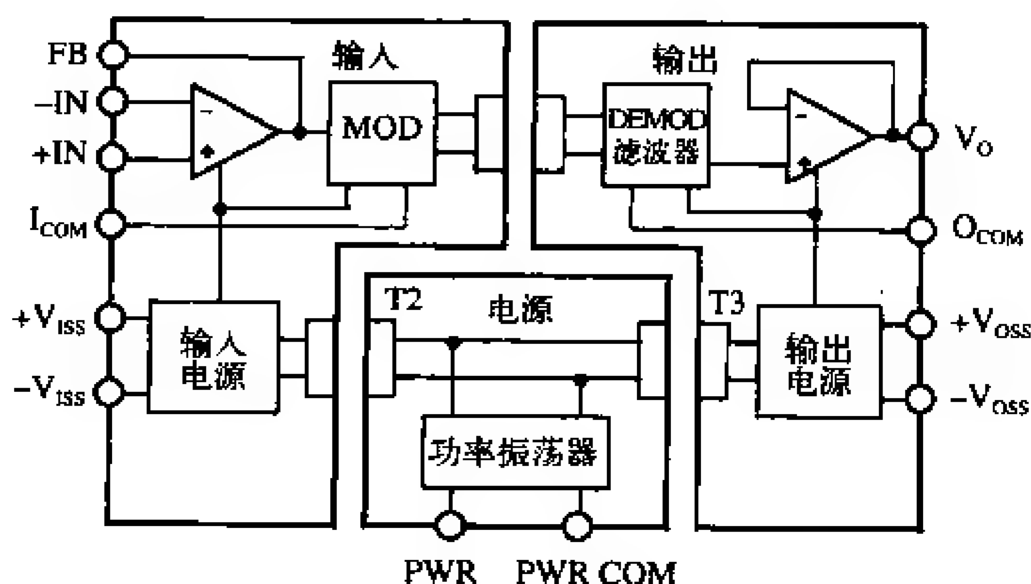


图4-2-51 三端口隔离放大器AD210

AD210是一个3端口隔离放大器，其激励电路与输入级和输出级隔离，因此可以连接到任意级或不连接到任意级。它利用变压器隔离来实现12位精度的3 500V隔离。图4-2-52归纳了AD210的关键指标。

- 变压器耦合
- 高共模电压隔离：
  - 连续均方根电压2 500V
  - 连续峰值电压±3 500V
- 带宽很宽：20kHz（完全功率）
- 最大线性度误差0.012%
- 输入放大器：1~100的增益
- 隔离输入和输出电源：±15V，±5mA

图4-2-52 AD210隔离放大器的关键特性

图4-2-53给出了使用AD210的典型隔离放大器应用。电机控制中的电流测量系统使用AD210和仪表放大器AD620。AD210的输入端经过隔离后可直接连接到110V或230V电源上，而不需要采用任何保护措施。隔离后的±15V电压为AD620提供激励，而AD620则用来测量小型电流测量电阻上的电压降。隔离系统忽略了110V或230V电源的均方根共模电压。AD620用于改善系统的精度，因为AD210的V_{OS}是15mV，而AD620的V_{OS}是30μV且具有较低的漂移。如果允许更高的直流失调和漂移，那可以不使用AD620，而将AD210直接用于100的闭环增益。

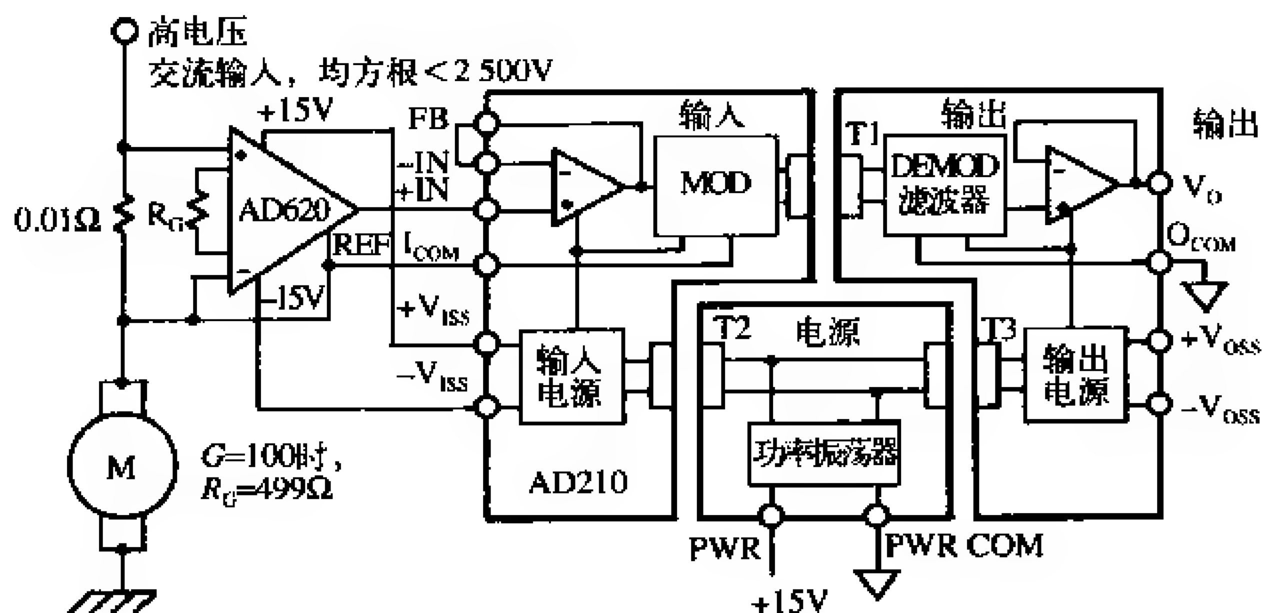


图4-2-53 电机控制中的电流测量

4.2.8 参考文献

1. Walt Jung, Ed., **Op Amp Applications Handbook**, 2005, Newnes, ISBN: 0-672-22453-4.
2. **Amplifier Applications Guide**, Analog Devices, Inc., 1992.
3. **System Applications Guide**, Analog Devices, Inc., 1994.
4. **Linear Design Seminar, Analog Devices**, Inc., 1995.
5. **Practical Analog Design Techniques**, Analog Devices, Inc., 1995.
6. **High Speed Design Techniques**, Analog Devices, Inc., 1996.
7. James L. Melsa and Donald G. Schultz, **Linear Control Systems**, McGraw-Hill, 1969, pp. 196-220.
8. Thomas M. Fredrickson, **Intuitive Operational Amplifiers**, McGraw-Hill, 1988.
9. Paul R. Gray and Robert G. Meyer, **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, Second Edition**, John Wiley, 1984.
10. J. K. Roberge, **Operational Amplifiers-Theory and Practice**, John Wiley, 1975.
11. Lewis Smith and Dan Sheingold, *Noise and Operational Amplifier Circuits*, **Analog Dialogue 25th Anniversary Issue**, pp. 19-31, 1991. (Also AN358)
12. D. Stout, M. Kaufman, **Handbook of Operational Amplifier Circuit Design**, New York, McGraw-Hill, 1976.
13. Joe Buxton, *Careful Design Tames High-Speed Op Amps*, **Electronic Design**, April 11,1991.
14. J. Dostal, **Operational Amplifiers**, Elsevier Scientific Publishing, New York, 1981.
15. Sergio Franco, **Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits**, Second Edition, McGraw-Hill, 1998.
16. Charles Kitchin and Lew Counts, **Instrumentation Amplifier Application Guide**, Analog Devices, 1991.
17. AD623 and AD627 Instrumentation Amplifier Data Sheets, Analog Devices, http://www, analog, com

18. Eamon Nash, *A Practical Review of Common Mode and Instrumentation Amplifiers*, **Sensors Magazine**, July 1998, pp. 26-33.
19. Eamon Nash, *Errors and Error Budget Analysis in Instrumentation Amplifiers*, **Application Note AN-539**, Analog Devices.

4.3 用于信号调理的A/D转换器

A/D转换器和D/A转换器的发展趋势是在更小的激励电平上取得更高的速度和分辨率。现代的数据转换器通常在±5V（双电源）或+5V（单一电源）下工作。实际上，许多新型的转换器在单一+3V电源下工作。这种趋势带来了大量的设计和应用问题，而这些问题在早期的数据转换器（其标准是±15V电源和±10V输入范围）中并不那么重要。如图4-3-1所示。

较低的电源电压意味着较小的输入电压范围，因此也更容易受到所有潜在噪声源的噪声影响，包括激励电源、参考电压、数字信号、电磁/射频干扰，以及可能更重要的不正确布局、接地和解耦技术。单一电源A/D转换器通常具有不以地为参考的输入范围。寻找兼容的单一电源驱动放大器并在直接耦合应用中解决输入信号的电平转换问题也是面临的一大挑战。

- 典型的电源电压：±5V、+5V、+5/+3V、+3V
- 信号变化减小将增加对所有噪声的灵敏度（器件、电源、逻辑等）
- 低电流时器件噪声增加
- 共模输入电压限制
- 输入缓冲放大器的选取至关重要
- 高分辨率时希望具有自动校准模式

图4-3-1 低功率、低电压A/D转换器设计中的问题

尽管存在上述问题，但市场上也存在能在较低电源电压和较低功率下具有极高分辨率的元件。本节将讨论与这些元件相关的应用问题，并介绍将这些元件成功地设计成系统的技术。

最流行的精密信号调理A/D转换器基于两种基本结构：*逐次逼近型*和*sigma-delta*（ΣΔ型）。*追踪式*A/D转换器结构尤其适合于轴角数字转换器，但它很少用于其他精密信号调理应用。Flash转换器和分级（或流水线）转换器结构广泛应用于采样频率为兆赫和几百兆赫的场合，但对于低频精密信号调理应用来说，它的速度和成本都太高。如图4-3-2所示。

- 逐次逼近型
  - 分辨率可达16位
  - 延迟时间达到最小
  - 用于多路数据采集系统
- Sigma-Delta型
  - 分辨率可达24位
  - 优秀的差分线性度
  - 内部数字滤波器、优秀的交流线路抑制
  - 延迟时间较长
  - 由于数字滤波器存在调整时间，很难应用于多路输入
- 高速结构
  - Flash转换器
  - 分级或流水线

图4-3-2 用于信号调理的A/D转换器

4.3.1 逐次逼近型A/D转换器

多年来，逐次逼近型A/D转换器一直是信号调理的主流。近来设计上的改进将

A/D转换器的采样频率扩展到了兆赫级别。在标准CMOS工艺中，通过采用内部开关电容器技术和自动校准技术，就可以不需要昂贵的薄膜激光微调，将这些A/D转换器的分辨率扩展到16位。

基本的逐次逼近型A/D转换器如图4-3-3所示。它根据命令来执行转换。在CONVERT START命令的声明中，采样保持器（SHA）置于保持模式，且逐次逼近寄存器（SAR）除了MSB被设为“1”之外，其余所有位都设为“0”。SAR的输出对内部D/A转换器进行驱动。如果D/A转换器的输出大于模拟输入，SAR中的该MSB位就置“0”，否则保留为“1”。然后，下一个最高有效位置“1”。如果D/A转换器的输出大于模拟输入，SAR中的该位置“0”，否则保留为“1”。每一位轮流重复该过程。当所有位都被设置、测试并根据情况置“0”或置“1”后，SAR的内容与模拟输入值一致，转换结束。

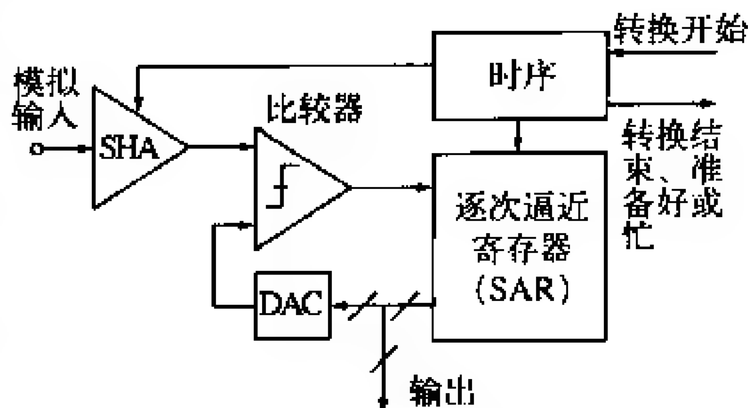


图4-3-3 逐次逼近型A/D转换器

转换结束通常由end-of-convert（EOC）、data-ready（DRDY）或busy信号（实际上，not-BUSY标志转换结束）来表示。对于不同的SAR型A/D转换器，该信号的极性和名称可能不同，但基本概念是一致的。在转换周期开始时，该信号变高（或低），然后保持该状态直到转换完成时才变低（或高）。其下降沿通常表示存在有效输出数据。

N位转换需要N个步骤。粗略分析可知，16位转换器需要的时间将是8位转换器需要时间的两倍，但事实并非如此。在8位转换器中，D/A转换器必须在进行位判断之前锁定8位精度，而16位转换器则需要锁定16位精度，这需要耗费更长的时间。实际上，8位逐次逼近型A/D转换器能在几百纳秒内完成转换，而16位逐次逼近型A/D转换器通常需要几毫秒。

注意：SAR型A/D转换器的总精度和线性度主要由内部D/A转换器决定。迄今为止，大多数精密SAR型A/D转换器都使用激光微调的薄膜电阻D/A转换器来获得期望的精度和线性度。薄膜电阻微调工艺增加了成本，而且封装的机械压力对薄膜电阻的阻值可能会有影响。

由于上述原因，开关电容（或电荷重分布）D/A转换器在新型SAR型A/D转换器中非常流行。开关电容D/A转换器的优势是其精度和线性度主要由光刻决定，且光刻反过来控制电容板的面积和电容值以及它们之间的匹配。另外，小电容可以与主电容并联，且该主电容能够在自动校准程序的控制下在进和出之间进行转换，从而可以在不使用薄膜激光微调的情况下实现较高的精度和线性度。开关电容之间的温度追踪效应可以优于1ppm/℃，从而具有更高的温度稳定性。

图4-3-4给出了一个简单的三位电容D/A转换器。开关处于追踪或采样模式，且其模拟输入电压A_{IN}不停地对所有电容的并联组合进行充电和放电。打开S_{IN}就进入保

持模式，并使采样到的模拟输入电压保存在电容阵列上。然后，打开S_C，使节点A的电压随位开关的操作而变化。如果S1、S2、S3和S4都与地相连，那么节点A的电压就等于$-A_{IN}$。将S1连接到V_{REF}上，则在$-A_{IN}$的基础上增加$V_{REF}/2$。此时，比较器决定MSB位，并且根据比较器的输出（其输出的高低电平分别取决于节点A的电压是负还是正），SAR使S1连接到V_{REF}或地。余下的两位重复上述相似的过程。在转换周期结束时，S1、S2、S3、S4和S_{IN}都接A_{IN}，S_C接地，转换器准备另一个周期。

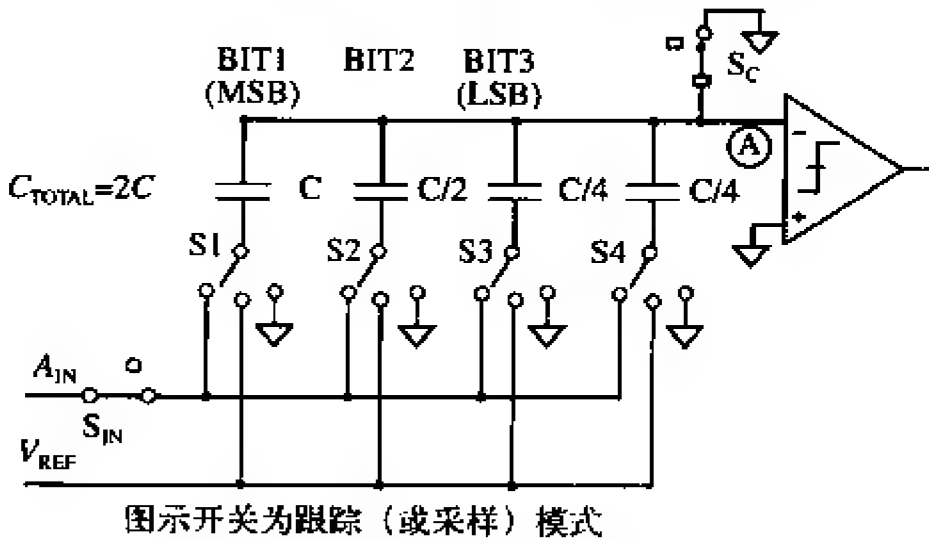


图4-3-4 三位开关电容D/A转换器

注意：为了使总电容等于2C，需要一个额外的LSB电容（在3位D/A转换器中是C/4），从而当单个位电容处理完之后，二进制除法也相应完成。

电容D/A转换器的工作原理与R/2R电阻D/A转换器类似。当某一个特定位电容连接到V_{REF}时，由位电容和总阵列电容（2C）产生的分压器使节点A增加一个等于该位权值的电压。当这个位电容接地时，节点A则减去相同的电压。

由于逐次逼近型A/D转换器非常流行，它们在分辨率、采样速率、输入和输出选择、封装样式以及成本等方面都具有很宽的范围。我们不可能列出所有的类型，但图4-3-5给出了大量Analog Devices公司近来有代表性的SAR型A/D转换器。注意，如果增加输入多路复用器（使单个A/D转换器内核能够处理多个模拟通道），那么许多器件就是完整的数据采集系统。

	分辨率	采样速率	功率	通道数目
AD7472	12-BITS	1.5 MSPS	9 mW	1
AD7891	12-BITS	500 kSPS	85 mW	8
AD7858/59	12-BITS	200 kSPS	20 mW	8
AD7887/88	12-BITS	125 kSPS	3.5 mW	8
AD7856/57	14-BITS	285 kSPS	60 mW	8
AD974	16-BITS	200 kSPS	120 mW	4
AD7670	16-BITS	1 MSPS	250 mW	1

图4-3-5 代表性的单一电源SAR型A/D转换器的分辨率和转换时间比较

尽管存在一些变化，但大多数SAR型A/D转换器的基本时序都是相似的，而且是

相对简单的（如图4-3-6所示）。转换过程从一个CONVERT START信号的声明开始。CONVST信号是一个负向脉冲，其正向沿实际上用于开启转换。在该正向沿上，内部采样保持（SHA）放大器处于保持模式，并且各个位都由SAR算法确定。CONVST脉冲的负向沿使EOC和BUSY线为高。当转换完成时，BUSY线变低，意味着转换过程完成。在大多数情况下，BUSY线的后沿可用于指示输出数据有效，且用于将输出数据选通到外部寄存器。然而，由于术语和设计存在许多变化，在使用具体的A/D转换器时，应当始终参考相应的数据表。

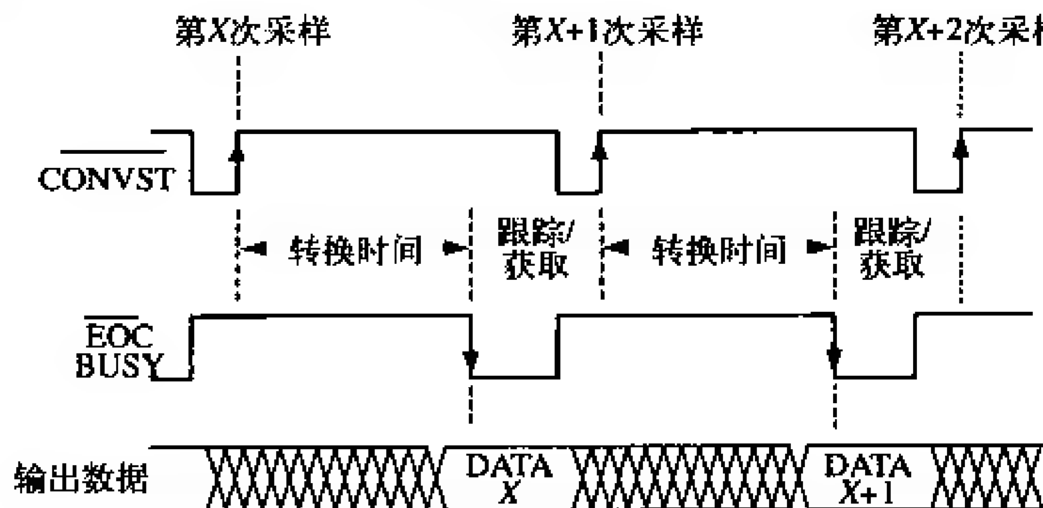


图4-3-6 SAR型A/D转换器的典型时序

应当注意，除了CONVERT START命令之外，有些SAR型A/D转换器还需要外部高频时钟。在大多数情况下，不需要对这两者进行同步。外部时钟的频率（如果需要的话）通常在1MHz~30MHz，它取决于A/D转换器的转换时间和分辨率。其他SAR型A/D转换器具有用于执行转换的内部振荡器，因此只需要CONVERT START命令。由于它们的结构，SAR型A/D转换器允许以直流到转换器最大转换率之间的任意重复率来执行单步转换。

在SAR型A/D转换器中，某一特定周期的输出数据在转换周期末端有效。其他A/D转换器结构则并非如此，比如ΣΔ结构或图4-3-7所示的两级分级结构。图中的分级A/D转换器是一个两级流水线或分级的12位转换器。第一级转换由一个驱动6位D/A转换器的6位A/D转换器来实现。6位D/A转换器的输出表示对模拟输入的6位近似值。注意，SHA2对模拟信号进行延迟，同时6位A/D转换器做出判断并由6位D/A转换器进行锁定。然后，从D/A转换器的近似值中减去来自SHA2的模拟信号，放大后通过一个7位A/D转换器进行数字化。两个转换的输出进行组合，且额外一位用于修正第一次转换中产生的误差。此类转换器的典型时序如图4-3-8所示。

注意，紧接着第X次采样之后的输出数据其实是第X-2次采样的输出数据。例如，存在一个双时钟周期的“流水线”延迟。流水线A/D转换器结构通常是与高速A/D转换器相联系的，而且在大多数情况下，在使用该类转换器的多数应用中，流水线延迟并不是主要的系统问题。

根据不同的结构，流水线A/D转换器可能具有超过两个时钟周期的延迟。例如，转换可能在三个、四个甚至更多的流水线层级才能完成，这给输出数据带来了额外

的延迟。

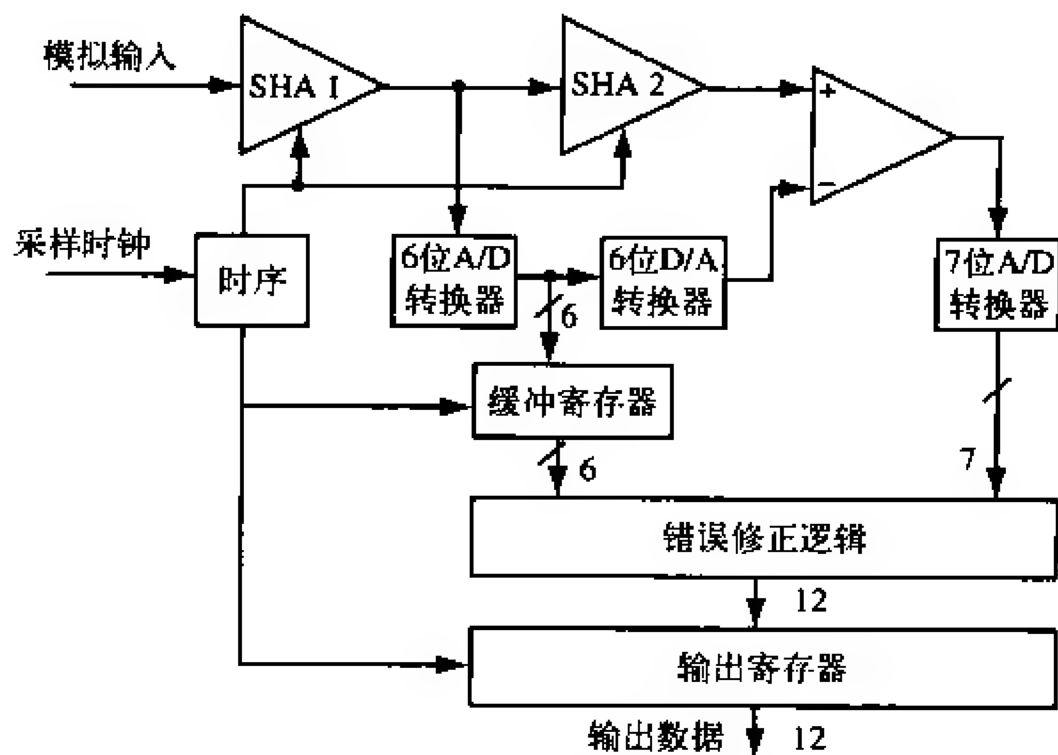
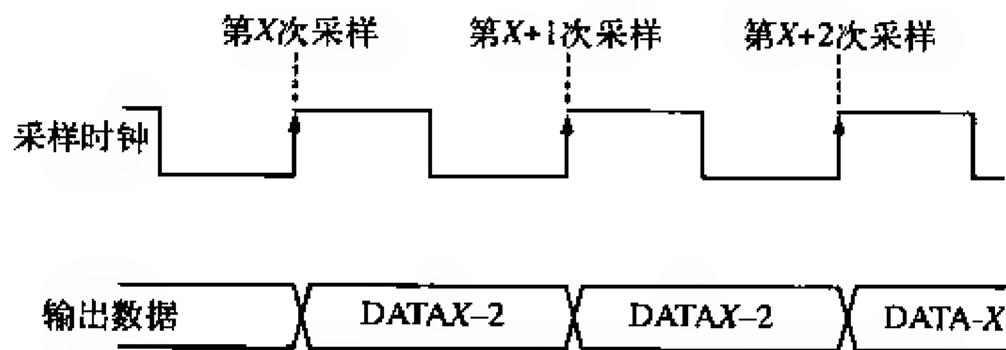


图4-3-7 12位双级流水线A/D转换器结构



图示为双时钟周期流水线延迟的情况

图4-3-8 流水线A/D转换器的典型时序

因此，如果A/D转换器用于事件触发（或单步）模式，即在每次采样和相应数据之间存在一个一对一的通信时间，那么流水线延迟将更为棘手，且SAR结构更具优势。流水线延迟在高速伺服回路控制系统或多元应用中也是个问题。另外，有些流水线转换器具有一个最小的可允许转化速率，并且一直运行以防止内部节点的饱和。

开关电容SAR型A/D转换器通常具有与图4-3-9所示的AD7858/59电路类似的无缓冲输入电路。在采集时间中，模拟输入必须对20pF输入电容进行充电直到获得正确的数值。如果输入是直流信号，那么电源阻抗R_S通过与内部125Ω开关电阻串联来产生一个时间常数。为了锁定12位精度，必须能够设置大约为9的时间常数，且它定义了最小的可允许采集时间。（锁定14位精度则需要大约10的时间常数，16位精度则需要大约11的时间常数）。

$$T_{ACQ}>9\times(R_S+125)\Omega\times 20\ \text{pF}$$

例如，如果R_S=50Ω，根据上述公式，采集时间必须至少为310ns。

对于交流应用来说，应当使用一个低阻抗源来防止非线性A/D转换器输入电路引起的失真。在单一电源应用中，应当使用诸如AD820的快速锁定轨到轨运放。快速锁定使得运放能够通过内部集成A/D转换器开关很快地锁定输入端瞬态电流。在图4-3-9中，AD820驱动一个由50Ω串联电阻和10nF电容（其截止频率大约为320kHz）组成的低通滤波器。该滤波器可消除导致欠采样和噪声增加的高频成分。

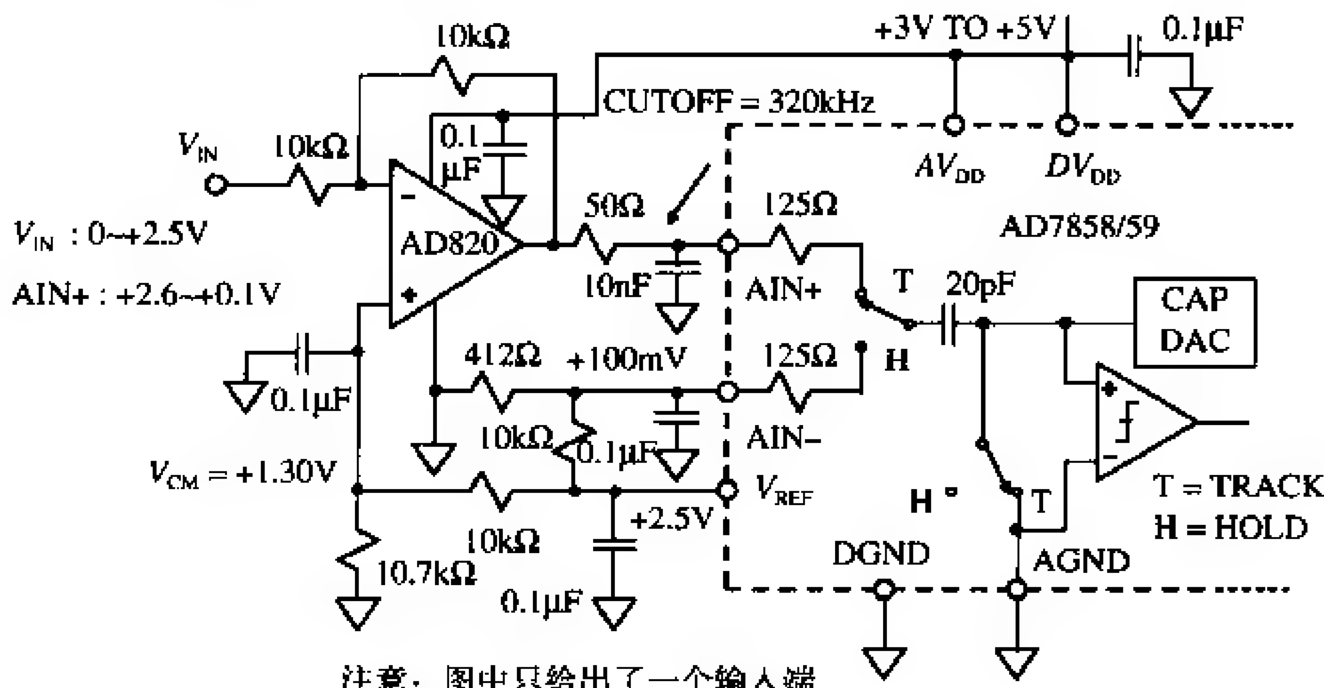


图4-3-9 12位、200ksps A/D转换器及 AD7858/59的开关电容输入端的驱动

在该应用中，使用单一电源运放需要对信号电平作特殊考虑。AD820按反相模式连接，其信号增益是−1。同相输入端通过一个10.7kΩ/10kΩ分压器，以+1.3V的共模电压进行偏置；这样，当V_{IN}为0V和+2.5V时，输出电压分别是+2.6V和+0.1V。之所以加偏置是因为AD820的输出不能为地，而是被限制在输出级NPN晶体管的V_{CESAT}（在上述负载条件下大约是50mV）。通过在A_{IN}−输入端接一个+100mV补偿电压（从412Ω/10kΩ分压器中得到），A/D转换器的输入范围可得到+100mV补偿。

单一电源SAR型A/D转换器中的AD789X系列（以及AD974、AD976和AD977）的模拟输入端都具有一个薄膜电阻衰减器和电平转换器，从而可以选择多种输入范围，包括双极和单极。图4-3-10给出了12位8通道A/D转换器AD7890-10的输入电路简化示意图。这种配置使得转换器能够在+5V电源下对±10V输入电压进行数字化。R1/R2/R3薄膜电阻网络起衰减器和电平转换器的作用，将±10V输入电压转换成0~+2.5V的信号，然后再通过内部集成A/D转换器进行数字化。此类输入不需要专门的驱动电路，因为R1将输入端与实际的转换器电路进行了隔离。然而，为了防止R_S/$R1$分压器引起增益误差，电源阻抗R_S应当非常小。

4.3.2 多路输入的SAR型A/D转换器

多路复用技术是许多数据采集系统的一个基本部分。因此，设计数据采集系统

需要对多路复用器有一个基本了解。数据采集系统的开关（尤其是集成在IC中的开关）通常属于图4-3-11所示的CMOS类型。将P沟道和N沟道的MOSFET开关并联，可以最小化导通电阻（Ron）随信号电压的变化。根据器件的不同，导通电阻可以在小于5Ω到几百欧姆之间。如果多路复用器需要驱动负载，那么导通电阻随信号电平的变化（常被称为导通电阻调制）将引起失真。因此，导通电阻平整度也是一个重要的指标。

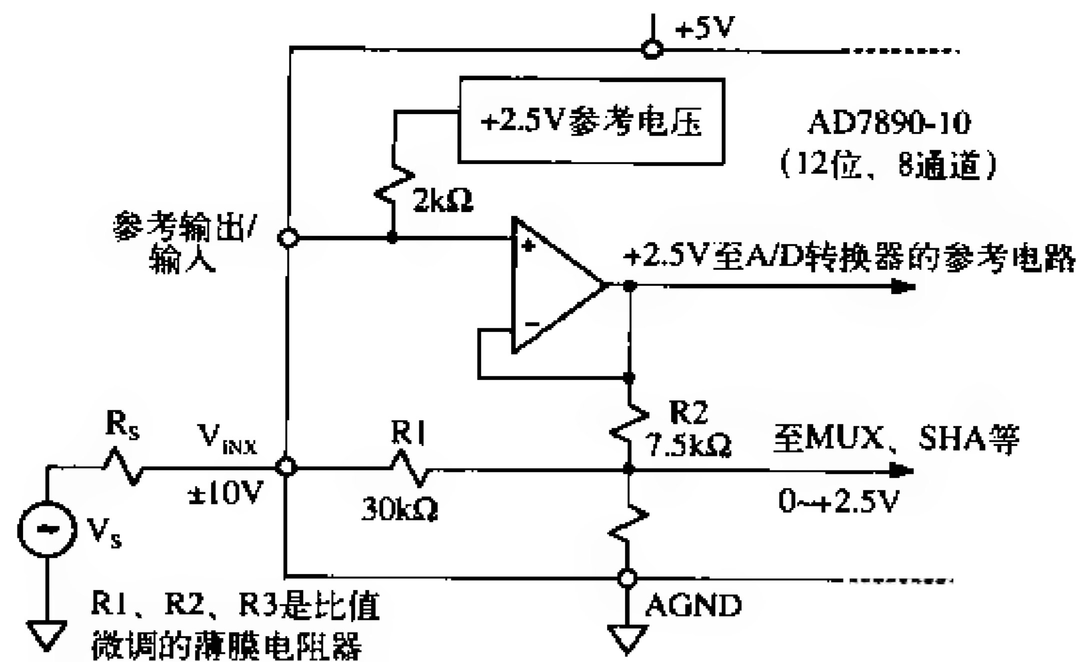


图4-3-10　具有标定输入端的单一电源A/D转换器的驱动

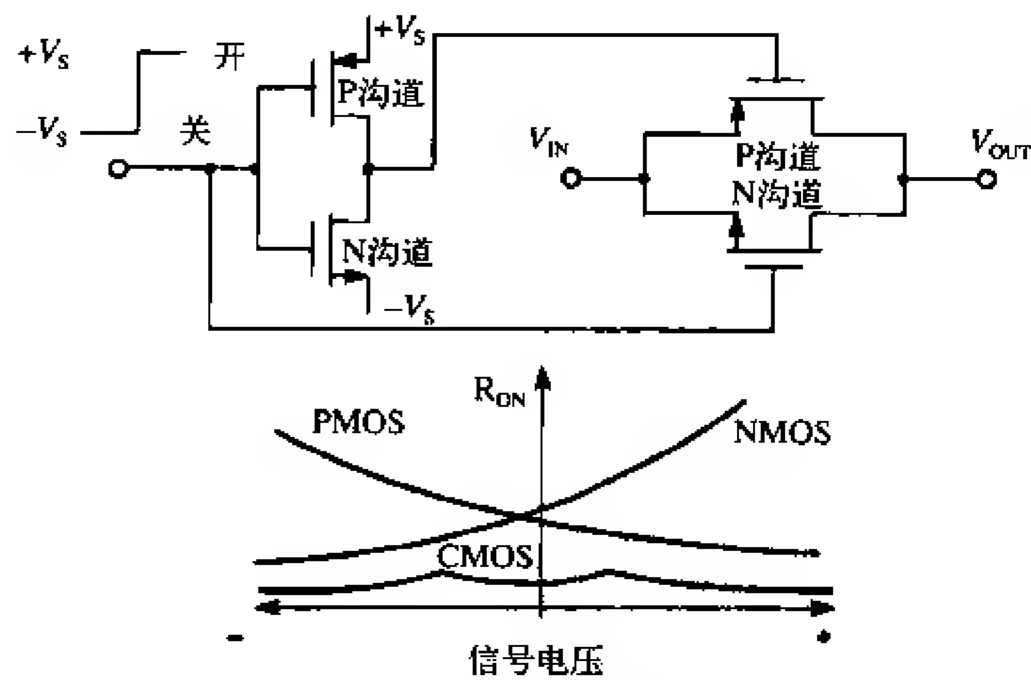


图4-3-11　基本的CMOS模拟开关

由于导通电阻不为零且存在导通电阻调制，故多路复用器的输出应当通过一个适当的缓冲放大器与负载隔离。如果多路复用器驱动的是高输入阻抗器件，如PGA、SHA或A/D转换器，那么不需要单独的缓冲器。但必须小心，因为有些SHA和A/D转换器在其采样速率下会产生高频脉冲电流，故不能由无缓冲多路复用器进行驱动。

多路复用器的关键指标是转换时间、导通电阻、导通电阻平整度、关闭通道隔

离度和串扰。多路复用器的转换时间从小于20ns到超过1μs，导通电阻从小于5Ω到几百欧姆，关闭通道隔离度在50~90dB之间。

可以将多个CMOS开关连接成图4-3-12所示的多路复用器。输入通道的数目一般是4~16。有的多路复用器具有内部通道地址译码逻辑和寄存器，而其他多路复用器则在外部来实现这些功能。多路复用器中没有用到的输入端必须接地，否则将导致系统精度严重受损。

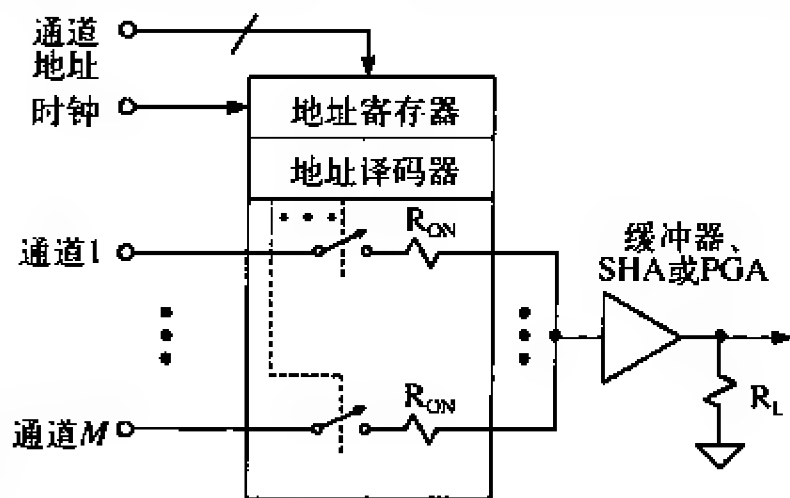


图4-3-12 典型模拟多路复用器简化示意图

4.3.3 片上完整数据采集系统

超大规模集成电路（VLSI）的混合信号处理技术使得庞大和复杂的数据采集电路可以集成在一块单一的芯片上。如今，大多数包含多路复用器、PGA和SHA的信号调理电路都可以在与A/D转换器一样的芯片上制造。这种高度集成使得数据采集系统（DAS）可以像单一复杂函数那样进行说明和测试。

上述功能减轻了设计人员的大多数测试和计算误差预算的负担。完整数据采集系统的直流和交流特性都作为一个完备的功能进行描述，从而不需要计算单个器件的最坏性能指标。与由分离功能构建的系统相比，一个完整的片上电路应该以更低的成本获取更高的性能。此外，系统校准也更加容易，而且事实上，许多片上数据采集系统是自校准的，提供内部和系统校准功能。

AD7858是高度集成的IC数据采集系统的一个例子，如图4-3-13所示。该器件在+3V~+5.5V的单一电源下工作，且功率只有15mW。其分辨率是12位，最大采样频率

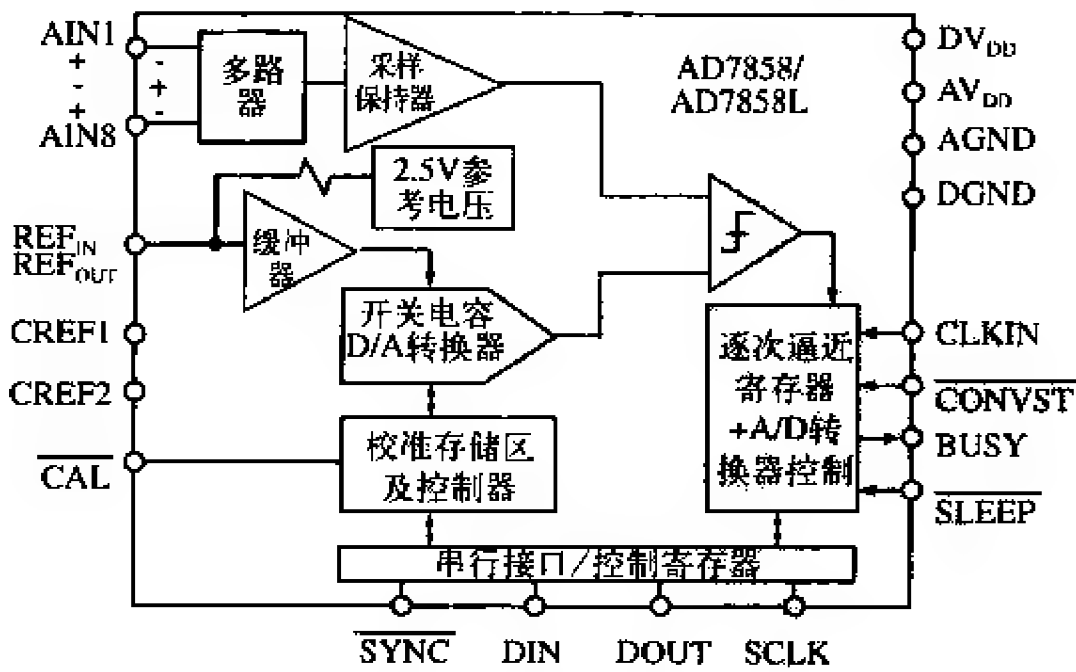


图4-3-13 12位、200ksps的8通道单一电源A/D转换器AD7858

为200ksps。输入多路复用器可以配置为8个单端输入或4个准差分输入。AD7858需要一个外部4MHz时钟，并由CONVST脉冲的正向沿启动转换，且不需要与高频时钟同步。也可以通过软件将特定控制寄存器的某一位置“1”来启动转换。

AD7858包含一个片上2.5V参考电压（可用外部参考电压来替代），其满量程输入电压范围为0~V_{REF}。内部D/A转换器属于开关电容类型，且A/D转换器可以选择自校准或系统校准，从而确保在时间和温度上的工作精确。输入/输出端口是串行的，可兼容SPI、QSPI、8051和μP。

AD7858L是AD7858的低功耗版本（5.5mW），其最大采样速率是100ksps。

4.3.4 Sigma-Delta (ΣΔ)型A/D转换器

Sigma-delta型A/D转换器（ΣΔ型A/D转换器，如图4-3-14所示。）的历史已接近30年，但直到最近我们才能够通过高密度数字VLSI技术制造廉价的片上集成电路。现在，它们被广泛应用于那些需要低成本、低带宽、低功耗和高分辨率A/D转换器的场合。

关于ΣΔ型A/D转换器的结构和理论有大量的描述，但大多数都缺乏完整性并因此而显得不足。在Analog Devices公司的应用部门，我们经常遇到对ΣΔ型A/D转换器的工作原理不甚理解的工程师，并且从一篇发表的经典文章研究中可以确定，它非常复杂以至于不能轻易理解。

但是，如果避开详细的数学知识，理解ΣΔ型A/D转换器其实并不困难。本节正是为了试图阐明这一问题而编写的。一个ΣΔ型A/D转换器包括非常简单的模拟器件（一个比较器、一个开关、一个或多个积分器以及模拟求和电路）和非常复杂的数字计算电路。该数字计算电路由一个充当滤波器（通常是低通滤波器，但并非总是如此）的数字信号处理器组成。要了解滤波器的功能，并不一定需要精确地知道滤波器是如何工作的。为了理解ΣΔ型A/D转换器的工作原理，需要熟悉过采样、量化噪声整形、数字滤波、抽取等概念。

- 低成本、高分辨率（可达24位）、优秀的动态噪声抑制性能
- 低功率，但带宽有限
- 关键概念非常简单，但数学知识复杂
  - 过采样
  - 量化噪声整形
  - 数字滤波
  - 抽取
- 传感器信号调理的理想选择
  - 高分辨率
  - 自校准、系统校准和自动校准模式

图4-3-14 ΣΔ型A/D转换器

让我们在频域中分析过采样技术。只要直流转换存在1/2最低有效位的量化误差，采样数据系统就具有量化噪声。如图4-3-15A所示，理想的传统N位采样A/D转换器具有$q/\sqrt{12}$的均方根量化噪声，它平均分布在直流到$f_s/2$之间的奈奎斯特频段上（其中，

q是最低有效位对应的数值，f_s是采样速率）。因此，满量程正弦波输入时的信噪比是（6.02N + 1.76）dB。如果A/D转换器不是很理想，其噪声大于理论最小量化噪声，那么其有效分辨率将小于N位。它的有效分辨率（通常称为有效位数或ENOB）可如下定义

$$ENOB=\frac{SNR-1.76\text{dB}}{6.02\text{dB}}$$

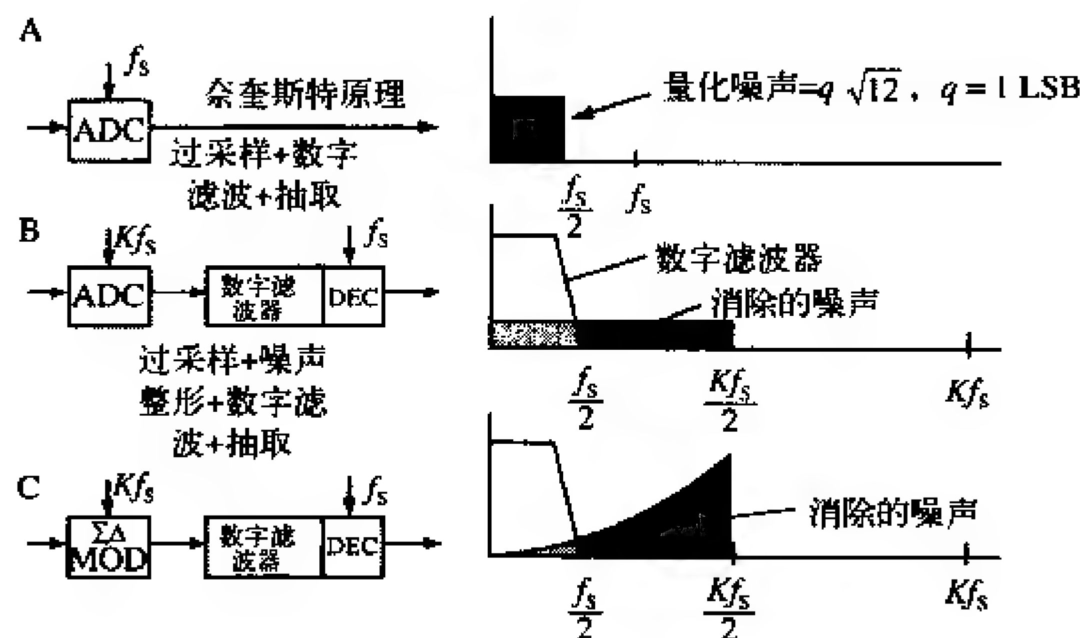


图4-3-15 过采样、数字滤波、噪声整形和抽取

如果采用更高的采样速率Kf_s（如图4-3-15B所示），量化噪声将分布在直流到$Kf_s/2$的更宽带宽上。如果在输出端接一个数字低通滤波器（LDF），可以消除大部分的量化噪声，但并不影响期望信号，因此可以改善ENOB。这样，通过一个低分辨率的A/D转换器实现了高分辨率的A/D转换。K通常被称为过采样比。

由于数字输出滤波器减小了带宽，输出数据速率可能比最初采样速率（Kf_s）低，但仍然满足奈奎斯特判据。这可以通过每隔M次将结果传递给输出端并丢弃其余结果来实现。该过程被称为以M的倍数进行"抽取（decimation）"。不管该术语的起源如何（拉丁文中"decem"是指"10"），这里的M可以是任意的整数值，只要输出数据速率大于信号带宽的两倍。抽取不会使信息有任何损失（参见图4-3-15B）。

如果仅仅用采样来改善分辨率，为了使分辨率增加N位，必须以2^{2N}倍进行过采样。ΣΔ转换器并不需要如此高的过采样比，因为它不仅限制了信号的通频带，还引起了量化噪声，使得大部分信号都落在通频带之外，如图4-3-15C所示。

如果采用1位的A/D转换器（通常被称为比较器），用一个积分器的输出来对它进行驱动，并将输入信号与1位D/A转换器输出（其输入端接至1位A/D转换器的输出端）求和后作为积分器的输入，那么就得到了一阶ΣΔ调制器，如图4-3-16所示。在数字输出端加一个数字低通滤波器和抽取器，就得到ΣΔ型A/D转换器。其中，ΣΔ调制器对量化噪声进行整形，因此它超出了数字输出滤波器的通频带。这里的ENOB要比通过过采样比得到的更大。

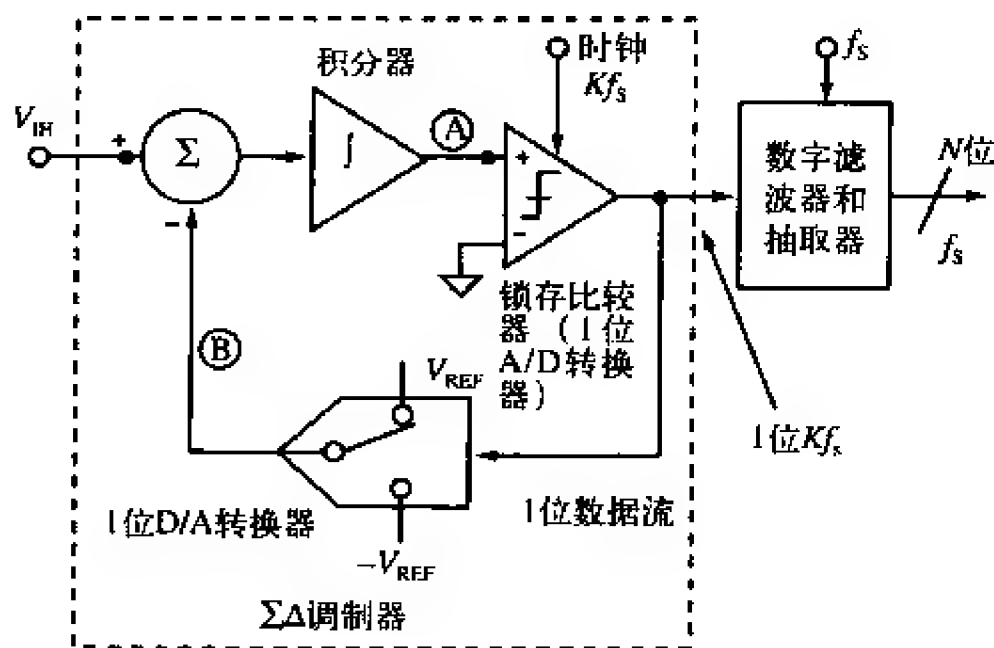


图4-3-16　一阶ΣΔ型A/D转换器

ΣΔ型A/D转换器的工作原理可直观描述如下。假定在V_{IN}上有一个直流输入。积分器不断地在A点上下跳变。比较器的输出通过1位D/A转换器反馈到B点的求和输入端。从比较器输出端通过1位D/A转换器到求和点的负反馈环路迫使B点的平均直流电压等于V_{IN}。这意味着D/A转换器的平均输出电压必须等于输入电压V_{IN}。D/A转换器的平均输出电压由比较器输出的1位数据流中“1”的密度来控制。当输入信号向$+V_{REF}$增加时，连续位流中“1”的数目也增加，而“0”的数目则减少。与此类似，当信号向$-V_{REF}$变化时，连续位流中“1”的数目减少，而“0”的数目增加。简单地说，这种分析表明了输入电压的平均值包含在比较器输出的连续位流中。数字滤波器和抽取器对该连续位流进行处理并得到最终的输出数据。

噪声整形（noise shaping）的概念可以在频域中通过图4-3-17的简单ΣΔ调制器模型来得到最好的解释。

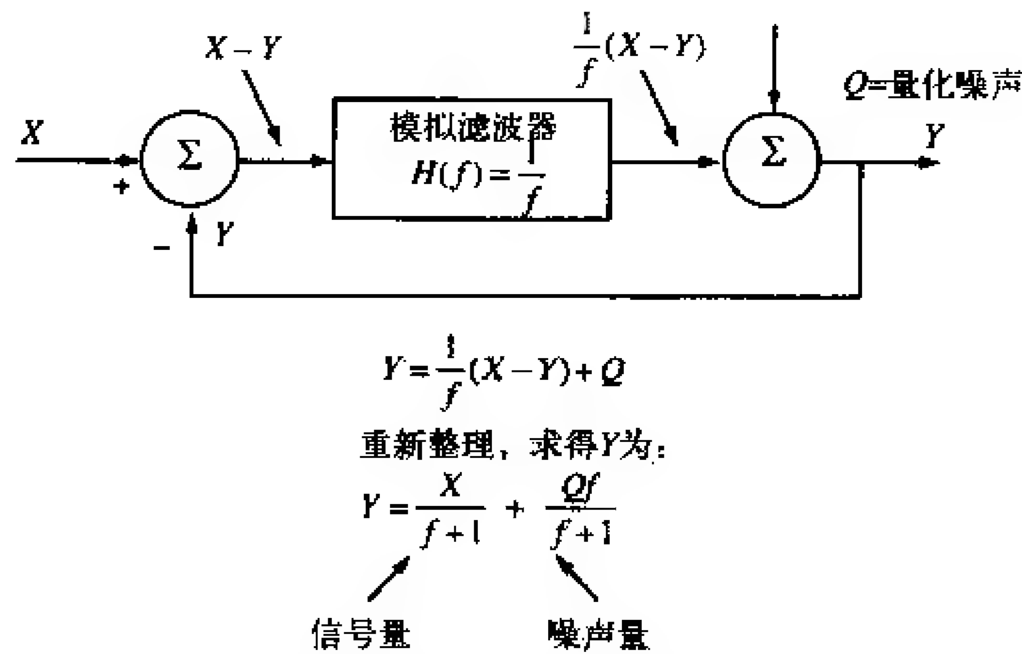


图4-3-17　ΣΔ调制器的简化频域线性化模型

调制器中的积分器可以表示为一个传递函数等于H(f) = 1/f 的模拟低通滤波器。该传递函数具有与输入频率成反比的幅值特性曲线。1位量化器产生量化噪声Q，并添加至输出求和模块。如果输入信号为X，输出为Y，那么输入求和器的输出信号是$X-Y$。与滤波器传递函数1/f 相乘后的结果接入到输出求和器的一个输入端上。观察可知，输出电压Y的表达式为

$$Y=\frac{1}{f}(X-Y)+Q$$

对该表达式进行重新整理，得到Y关于X、f和Q的表达式为

$$Y=\frac{X}{f+1}+\frac{Q\cdot f}{f+1}$$

注意，当频率 f 接近零时，输出电压Y接近X且无噪声成分。在更高频时，信号成分的幅值减小，噪声成分增加。在高频时，输出主要是量化噪声。本质上，模拟滤波器对信号具有低通滤波器的效果，对量化噪声具有高通滤波器的效果。因此，模拟滤波器在ΣΔ调制器模型中执行噪声整形的功能。

对于一个给定的输入频率，更高阶的模拟滤波器能够提供更多的衰减。在采取一定预防措施的情况下，ΣΔ调制器也是如此。

在ΣΔ调制器中使用多个积分器和求和级，可以得到更高阶的量化噪声整形，甚至像图4-3-18那样对一阶和二阶ΣΔ调制器都可以在一个给定过采样比中获得更好的ENOB。图4-3-19给出了二阶ΣΔ调制器的结构图。三阶和更高阶的ΣΔ型A/D转换器曾经一度被认为在某些输入值中是潜在不稳

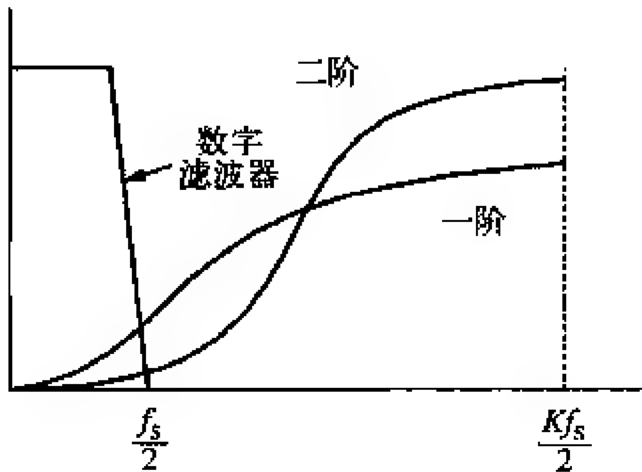


图4-3-18 ΣΔ调制器的量化噪声整形

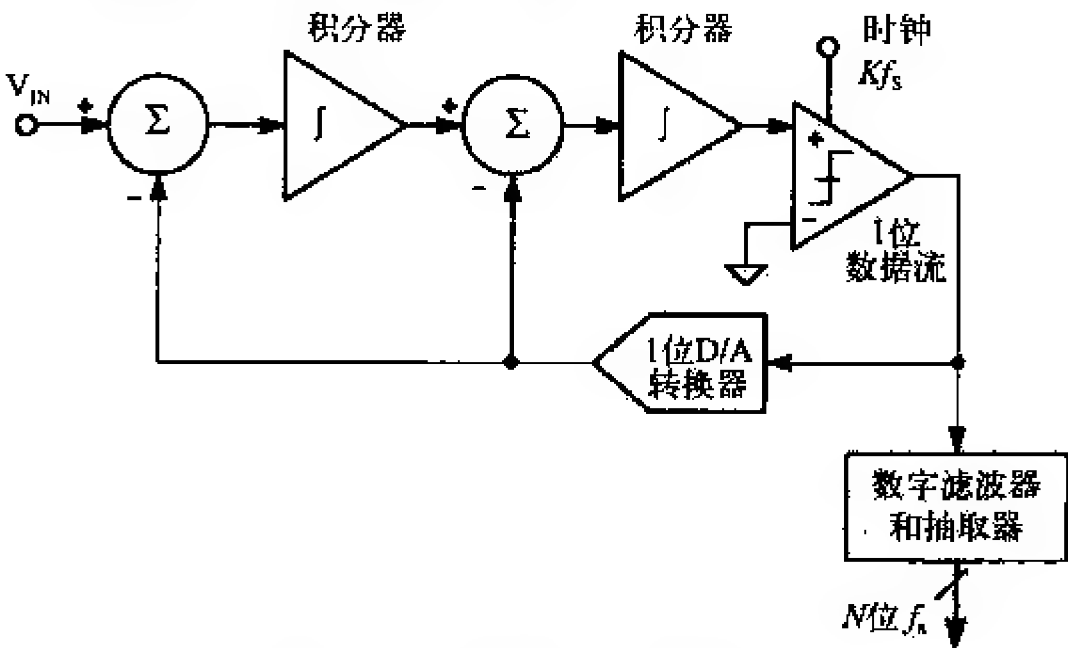


图4-3-19 二阶ΣΔ型A/D转换器

精度、低频测量的ΣΔ型转换器。它们具有24位的无缺失编码，而且根据器件、更新速率、所编程的滤波器带宽、PGA增益、后置滤波等因素，它们的有效分辨率可以扩展至22.5位。它们均使用类似的ΣΔ内核，主要区别在于其模拟输入端根据不同的传感器分别进行了优化。该系列的新成员，如AD7714、AD7730/7730L和AD7731/7731L，都是设计在单一电源下工作的。

另外还有相似的16位器件，如AD7705、AD7706和AD7715，它们也在单一电源下工作。

AD1555/AD1556是24位的双芯片ΣΔ调制器/滤波器，是专门为地震数据采集系统而设计的。该组合的动态范围是120dB。AD1555包含一个PGA和一个四阶ΣΔ调制器。AD1555输出一个串行1位数据流到包含数字滤波器和抽取器的AD1556上。

4.4 高阻抗传感器的信号调理

许多流行传感器的输出阻抗都超过几兆欧姆，与其相关的信号调理电路的设计必须满足低偏置电流、低噪声和高增益的挑战。本节的很大一部分将对光电二极管前置放大器进行分析。该应用指出了与高阻抗传感器（图4-4-1）信号调理电路有关的许多问题，并且提供了能够应用到几乎所有此类传感器的实用解决方案。这里讨论的高阻抗传感器的其他例子包括压电传感器、电荷输出传感器和电荷耦合器件(CCD)。

- 光电二极管前置放大器
- 压电传感器
  - 加速度计
  - 水听计
- 湿度监控仪
- pH值监控仪
- 化学传感器
- 烟雾探测器
- 成像系统中的电荷耦合器件和接触式图像传感器

图4-4-1 高阻抗传感器

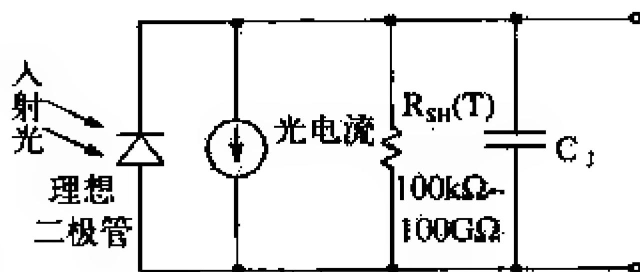
- 光学：照度计、自动聚焦、Flash控制
- 医学：CAT扫描仪（X射线探测器）、血液微粒分析仪
- 汽车：前灯减光器、微光探测器
- 通信：光纤接收器
- 工业：条形码扫描仪、位置传感器、激光打印机

图4-4-2 光电二极管的应用

4.4.1 光电二极管前置放大器设计

光电二极管产生一个与光照水平成比例的微小电流。它们可以应用在从精密曝光表到高速光纤接收器的许多场合。如图4-4-2所示。

光电二极管的等效电路如图4-4-3所示。描述光电二极管灵敏度的标准方法之一是在一个定义完善光源的给定光照水平上规定其短路光电流（I_{SC}）。最常用的光源是在2 850 K



注意，温度每升高10°C，R_{SH}减半

图4-4-3 光电二极管的等效电路

色温下工作的白炽钨灯。在100尺烛光（footcandle，fc）照度下（大约是阴天的光照水平），小面积二极管（小于$1mm^2$）的短路电流通常是皮安级到几百毫安。

当光强度为60~90时，短路电流具有很好的线性度，因此也常作为绝对光照水平的测度。光电二极管上的开路前向电压降随光照水平呈对数变化，但是由于它具有较大的温度系数，二极管电压很少作为光强度的精确测量标准。

分流电阻R_{SH}在室温时通常在1 000MΩ级别，且温度每上升10°C便减小为原来的1/2。二极管电容C_J是结面积和二极管偏置电压的函数。对于小面积二极管来说，零偏置时C_J一般是50pF。

如图4-4-4所示，光电二极管既可以在零偏置（左边的光伏特模式）下工作，也可以在反向偏置（右边的光导电模式）下工作。尽管当二极管工作于光导电模式时，可以以线性度为代价获得更高的开关速度，但大多数精密线性工作区都是在光伏特模式下获得的。在反向偏置条件下，没有光照时也会产生少量的被称为暗电流的电流。在光伏特模式下则不会产生暗电流。在光伏特模式时，二极管噪声主要是分流电阻产生的热噪声。在光导电模式时，传导引起的散粒噪声是一个额外的噪声源。通常在设计过程中，对光电二极管在光伏特模式或光导电模式下的使用进行优化，但二者不可同时优化。图4-4-5给出了一个小型光电二极管（零件号码硅探测器SD-020-12-001）的光敏性，其指标在图4-4-6中进行归纳。该二极管将被用于下面的设计示例。

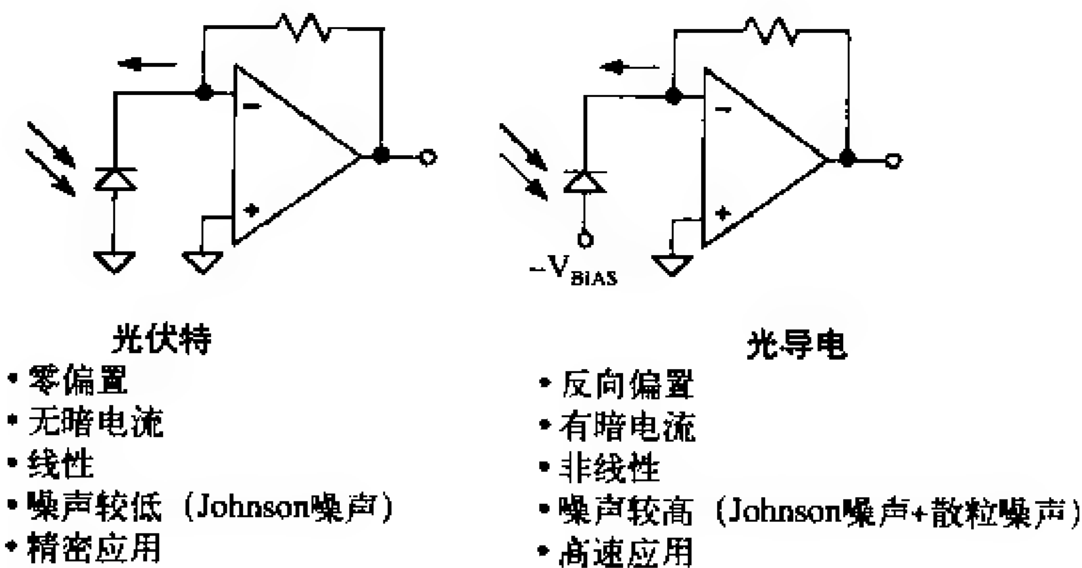


图4-4-4 光电二极管的工作模式

- 面积：$0.2mm^2$
- 电容：50pF
- 分流电阻：25°C时为1 000MΩ
- 最大线性输出电流：40μA
- 响应时间：12ns
- 光敏性：0.03μA/fc

图4-4-5 光电二极管（零件号码硅探测器SD-020-12-001）的指标

环境	照度（fc）	短路电流
太阳光直射	1 000	30μA
阴天	100	3μA
黄昏	1	0.03μA
满月夜晚	0.1	3 000pA
晴朗夜晚（无月亮）	0.001	30pA

图4-4-6 光电二极管（光伏特模式）的短路电流与光强度的关系

一种将光电二极管的电流转换成可用电压的便捷方式是使用一个运放作为电流-电压转换器，如图4-4-7所示。通过运放的虚地，二极管的偏置被维持在零伏，且短路电流也转换为电压。当灵敏度最大时，放大器必须能够检测30pA的二极管电流。这意味着反馈电阻必须很大，且放大器的偏置电流很小。例如，对于上述大小的电流，1 000MΩ电阻将相应产生30mV电压。电阻值更大是不切实际的，因此大多数灵敏度范围都采用1 000MΩ电阻。对于10pA的二极管电流，将产生10mV的输出电压范围；对于10nA的二极管电流，则将产生10V的输出电压范围。因此，其量程是60dB。当光强度更高时，必须通过更小的反馈电阻来减小电路增益。在这个最大灵敏度范围内，我们可以很容易地区分晴朗无月夜晚的光强度（0.001fc）和满月夜晚的光强度（0.1fc）。

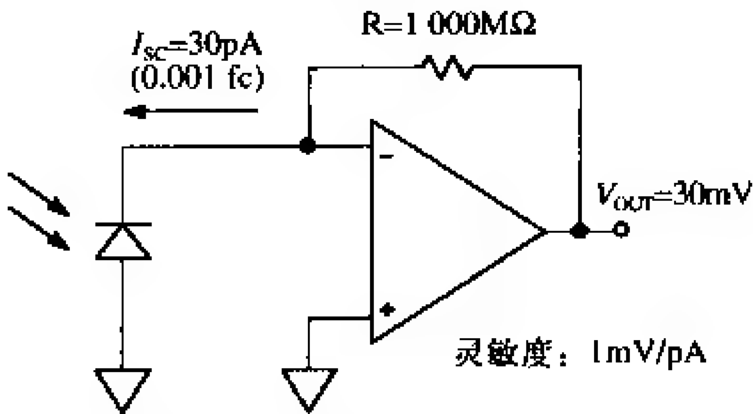


图4-4-7 简化电流-电压转换器

注意，我们选择在一级上获取尽可能大的增益，而不是将两级进行串联。这是为了使信噪比最大。如果将反馈电阻值减半，则信号电平减小为原来的1/2，而反馈电阻引起的噪声（4kTR × 带宽）仅仅减小两倍。假定闭环带宽保持不变，则信噪比减小3dB。在后面的分析中，我们将会看到电阻是总输出噪声的最大来源之一。

为了精确测量几十皮安范围内的光电二极管电流，运放的偏置电流应当不超过几皮安。这大大减小了选择的余地。工业标准的OP07是一款超低失调电压（10μV）的双极型运放，但其偏置电流是4nA（4 000pA）。甚至带偏置电流补偿的super-beta双极型运放（如OP97）在室温下也具有100pA级别的偏置电流，但它们可能适合于非常高温度下的应用，因为其电流不像FET那样每隔10°C便加倍。选用FET输入的静电计等级运放作为光电二极管的前置放大器，因为它仅能在有限温度范围内工作。图4-4-8归纳了一些流行的“静电计等级”FET输入运放的性能。这些器件通过BiFET工艺制造，且采用P沟道JFET作为其输入级（如图4-4-9所示）。运放电路的其他部分使用双极型器件进行设计。BiFET运放在晶片水平上进行激光微调，从而具有最小的失调电压和失调电压漂移。为了在构成差分对的两个JFET上得到相同的电流，对输入级进行了第一次微调，这也使得失调电压漂移最小。JFET电源电阻的第二次微调则使输入失调电压最小。光电二极管的前置放大器选用AD795，其关键指标在图4-4-10上进行归纳。

运放	V_{OS} 最大值*	V_{OS}温度系数最大值	I_B 最大值*	0.1~10Hz 噪声	封装
AD549	250μV	5μV/°C	100fA	4μV$_{p-p}$	TO-99
AD645	250μV	1μV/°C	1.5pA	2μV$_{p-p}$	TO-99, DIP
AD795	250μV	3μV/°C	1pA	2.5μV$_{p-p}$	SOIC, DIP

* 25°C时的指标

图4-4-8 低偏置电流的精密BiFET运放（静电计等级）

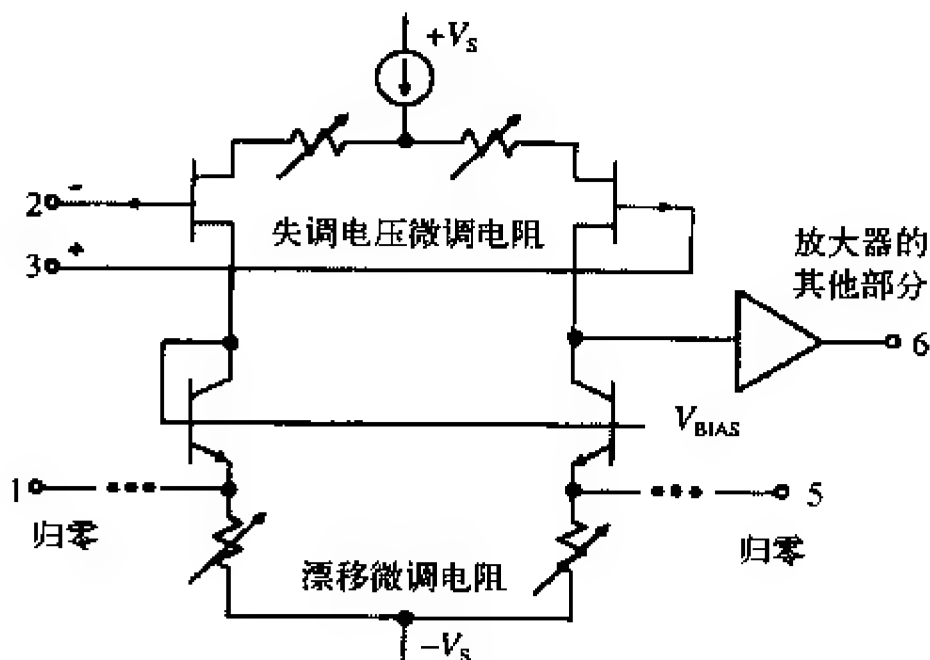


图4-4-9 BiFET运放的输入级

- 失调电压：25℃时最大250μV（K等级）
- 失调电压漂移：最大3μV/℃（K等级）
- 输入偏置电流：25℃时最大1pA（K等级）
- 0.1~10Hz电压噪声：峰峰值2.5μV
- 1/f 转折频率：12Hz
- 电压噪声：100Hz时10nV/ $\sqrt{Hz}$
- 电流噪声：100Hz时0.6fA/ $\sqrt{Hz}$
- ±15V时的功耗为40mW
- 增益带宽积为1MHz

图4-4-10 BiFET运放AD795的关键指标

由于测量的二极管电流是在微微安水平，因此必须格外小心实际电路中潜在的漏电流路径。高质量敷铜PCB上的两条相距1in的0.05in平行导线在+125℃时将产生大约$10^{11}\Omega$的漏电阻。如果在这些走线中存在15V电压，那将会有150pA的电流流过。

图4-4-11中用点线给出了光电二极管的关键漏电路径。反馈电阻应当是陶瓷薄膜电阻或玻璃绝缘的玻璃电阻。反馈电阻上的补偿电容应当是聚丙烯或聚苯乙烯介质电容。接入求和节点的所有连线都应当很短。连接光电二极管和前置放大器的线缆应尽可能短且具有Teflon绝缘。

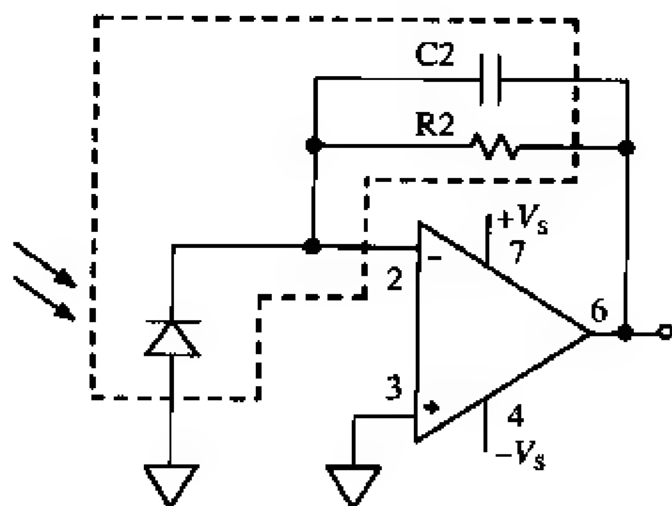


图4-4-11 漏电流路径

可以采用保护技术通过将放大器的输入端与PCB上的大电压梯度隔离来减小寄生漏电流。从物理上说，保护就是一个低阻抗的导体，它包围输入线并具有与输入线一样大小的电压。它通过远离敏感节点来对泄漏电流进行缓冲。

这种保护技术取决于工作模式，如反相或同相。图4-4-12给出了用于保护DIP（“N”）封装的AD795运放输入端的PCB布局。注意，引脚间距允许导线在该封装中的引脚之间穿过。在反相模式下，保护导线包围反相输入端（2号引脚）并与输入导线平行。在跟随器模式下，保护电压是到2号引脚（反相输入端）的反馈电压。如果可能，两种模式下PCB的两边都应该有保护导线，且相互连接。

当采用SOIC表贴（“R”）封装的保护技术时，情况要稍微复杂，因为引脚间距不允许引脚之间有PCB导线。图4-4-13给出了最佳的处理方法。在SOIC“R”型封装中，1号、5号和8号引脚是无连接的引脚，可以像图中那样布放信号线。在跟随器中，保护线必须放置在$-V_S$引脚的周围。

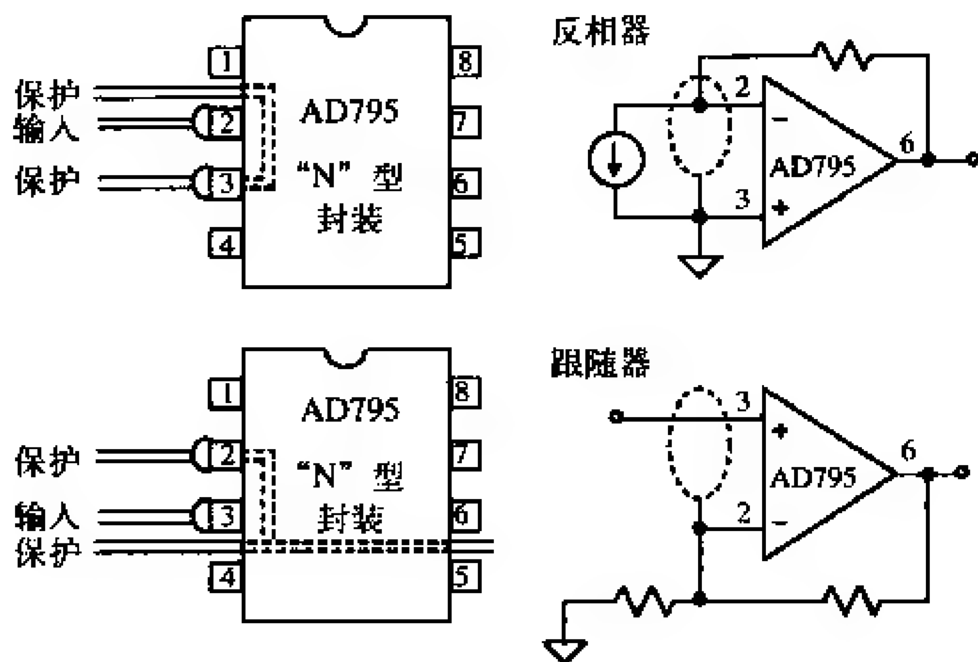


图4-4-12 对DIP封装进行保护的PCB布局

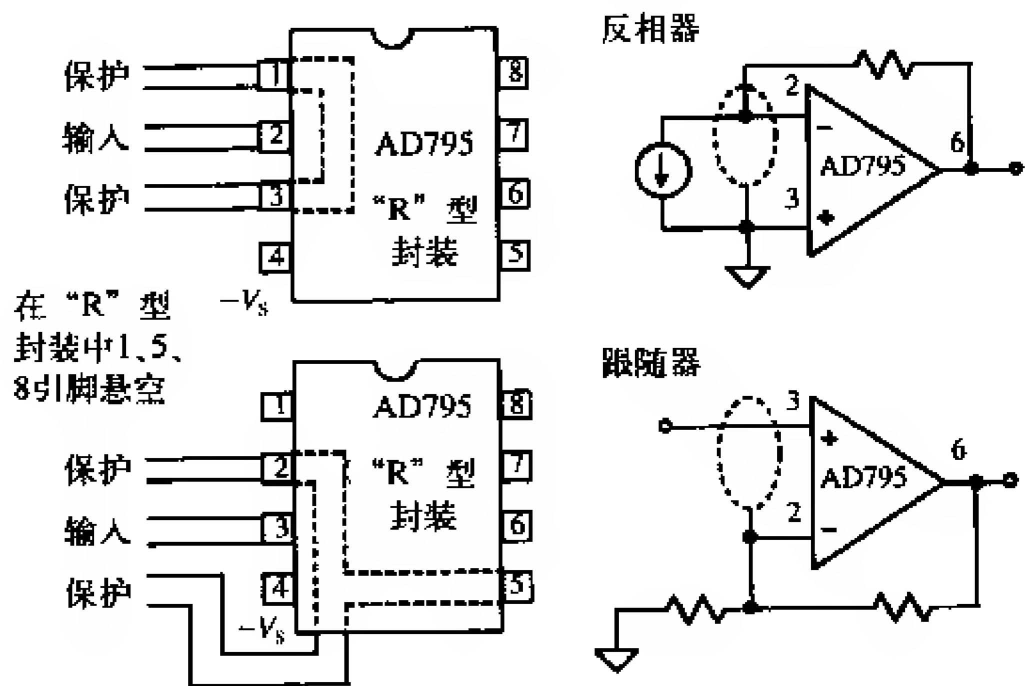


图4-4-13 对SOIC封装进行保护的PCB布局

对于偏置电流非常低的应用来说（比如采用输入偏置电流为100fA的AD549），运放输入端的所有接线都应当是Virgin Teflon的绝缘体（Virgin Teflon是新型的实心Teflon材料，它由车床加工成形，而不是由粉末或颗粒焊接而成）。如果机械和制造工艺允许，运放的反相输入引脚应当直接焊接在Teflon绝缘体上（如图4-4-14所示），而不是通过PCB上的过孔。PCB本身必须非常整洁，然后使用高质量的敷形涂料加以密封以抵抗湿气和污垢。

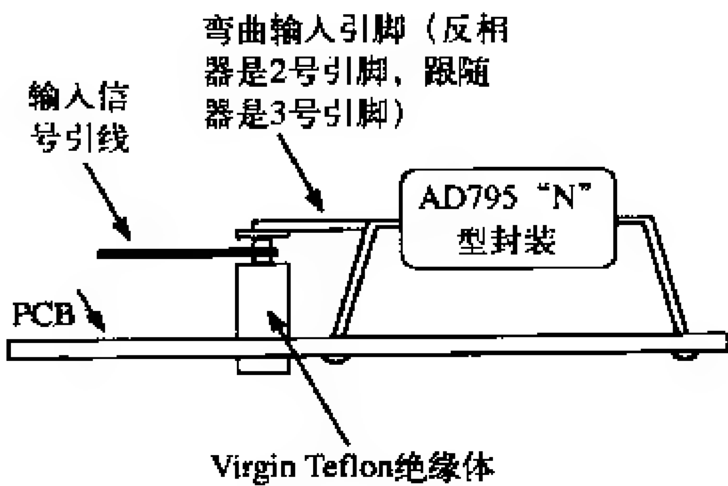
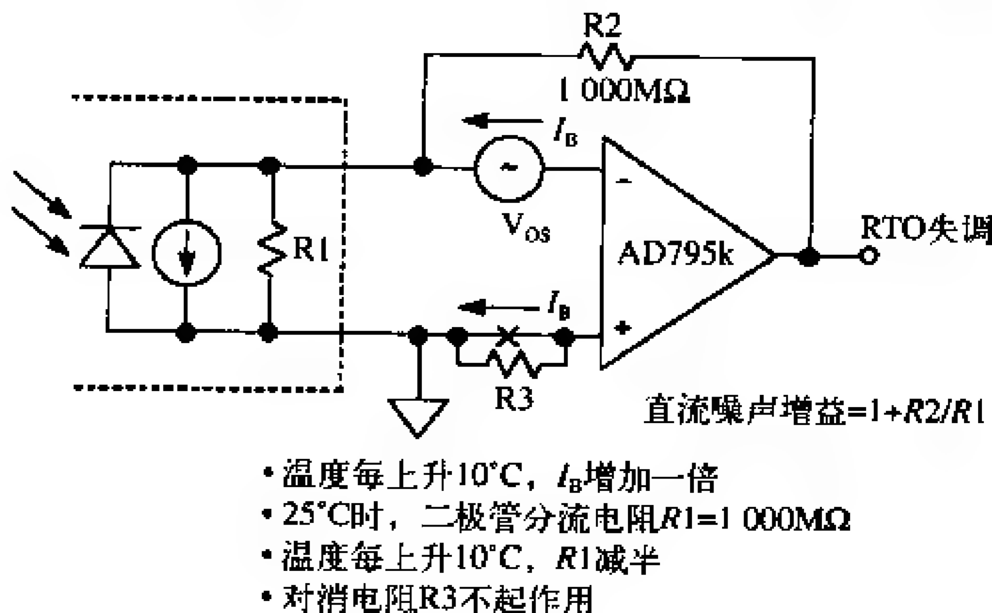


图4-4-14 输入引脚连接到Virgin Teflon绝缘体上

除了要使漏电流最小，整个电路应当通过一个接地的金属防护罩来实现良好屏蔽，从而防止采集到杂散信号。

1. 前置放大器的失调电压和漂移分析

图4-4-15给出了光电二极管前置放大器的失调电压和偏置电流模型。该电路存在两个必须考虑的重要事项。首先，二极管的分流电阻（R1）是温度的函数，即温度每增加10°C，它便减小一半。室温时（+25°C），$R1$=1 000MΩ，但温度为+70°C时，它降低到43MΩ。这对电路的直流噪声增益有显著影响，从而对输出失调电压也有显著影响。在该示例中，+25°C时直流噪声增益是2，但+70°C时的直流噪声增益增加到了24。



• 温度每上升10°C，I_B增加一倍
• 25°C时，二极管分流电阻$R1$=1 000MΩ
• 温度每上升10°C，$R1$减半
• 对消电阻R3不起作用

图4-4-15　AD795前置放大器的直流失调误差

该电路存在的第二个困难是：温度每上升10°C，输入偏置电流便加倍。偏置电流产生的输出失调误差等于I_BR2。在+70°C时偏置电流增加到24pA，而室温时是1pA。通常，在运放的同相输入端和地之间增加的电阻（R3）的值为R1‖R2，它将产生一阶对消的效果。然而，由于R1随温度发生变化，该方法并不起作用。另外，偏置电流在对消电阻R3上也产生一个电压，它反过来作用在光电二极管上，使得二极管响应变得非线性。

图4-4-16归纳了总的RTO失调电压误差。注意，+70°C时的总误差是33.24mV。在一定的设计考虑下，该误差是可以接受的。高温时误差的主要来源是偏置电流。让放大器在更低的电源电压下工作，减小输出端的驱动需求，以及散热都是减小该误差源的方法。在外部增加一个失调归零电路可以将初始输入失调电压引起的误差降到最小。

	0°C	25°C	50°C	70°C
V_{OS}	0.325mV	0.250mV	0.325mV	0.385mV
噪声增益	1.1	2	7	24
RTO V_{OS}误差	0.358mV	0.500mV	2.28mV	9.24mV
I_B	0.2pA	1.0pA	6.0pA	24pA
RTO I_B误差	0.2mV	1mV	6.0mV	24mV
总RTO误差	0.558mV	1.50mV	8.28mV	33.24mV

图4-4-16　AD795K前置放大器的总输出失调误差

2. 作为输入失调电压来源的热电电压

当不同金属之间的电气连线处于不同温度时便会产生热电势。例如，铜PCB与TO-99 IC封装的kovar输入引脚电气连接，当这两种金属处于不同温度时将产生40μV/°C的失调电压。当普通的铅—锡焊料与铜一起使用时，会产生1μV/°C~3μV/°C的热电电压。特殊的镉-锡焊料可以将此热电电压减少到0.3μV/°C。

为了解决这个问题，必须确保IC的反相和同相输入引脚由相同的材料制造，而且PCB的热布局应当使这两个引脚处于相同的温度。当使用Teflon绝缘体作为反相输入端的绝缘连接点时（比如光电二极管的前置放大器），应当谨慎地使同相输入端也以相似的方式连接，从而使可能的热电效应最小。

3. 前置放大器的交流设计、带宽和稳定性

前置放大器交流设计的关键是理解电路噪声增益是频率的函数。在对数坐标上绘制增益与频率的关系图可以使分析变得相对简单（如图4-4-17所示）。此类图形也称为Bode图（伯德图）。噪声增益可以看作是一个与运放输入端串联的微小电压源的增益。同相信号增益也是如此（“A”点到输出的增益）。在光电二极管前置放大器中，光电二极管的信号电流流过C2/R2网络。区分信号增益与噪声增益非常重要，因为不管实际信号作用在哪里，都是噪声增益特性决定系统的稳定性。

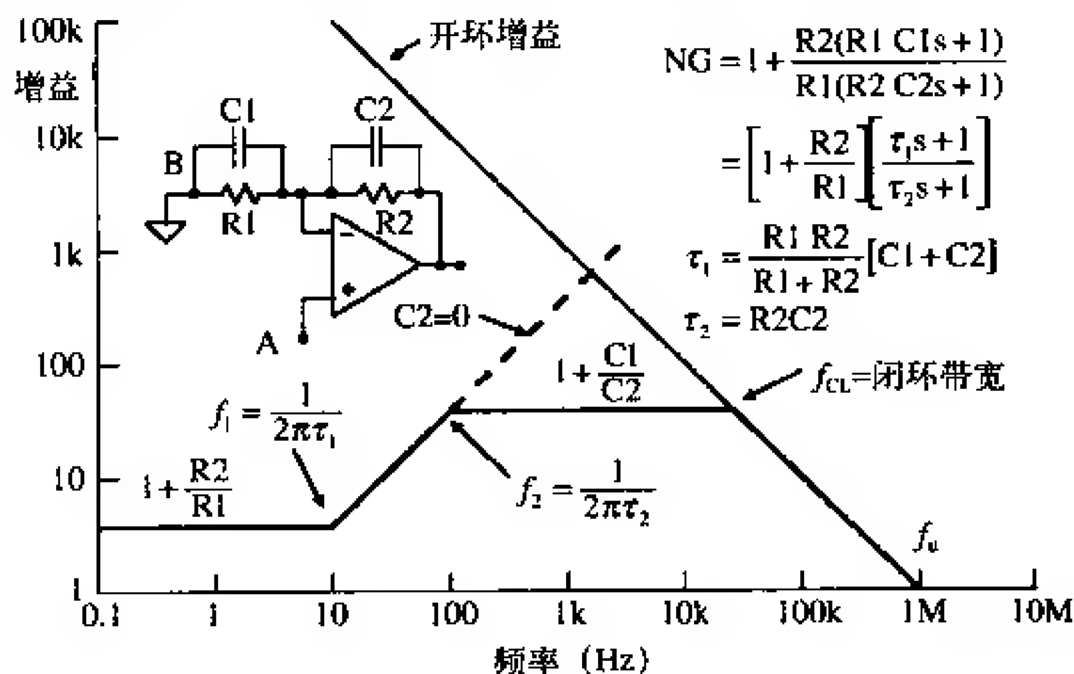


图4-4-17 广义噪声增益（NG）的Bode图

系统的稳定性是由噪声增益的净斜率和交点的开环增益决定的。对于绝对稳定性，噪声增益曲线必须与开环响应曲线相交，且其净斜率小于12dB/8（也即20dB/10）。点线是以12dB/8净斜率与开环增益相交的噪声增益，它给出了一种不稳定条件。在光电二极管电路中，如果不存在反馈电容（$C2=0$），那么就有可能不稳定。

图4-4-17也给出了在Bode图中确定分离点和增益值的公式。噪声增益传递函数中的一个零点出现在$1/2\pi\tau_1$的频率上，其中$\tau_1 = R1\|R2(C1 + C2)$。传递函数的极点出现在$1/2\pi\tau_2$的转折频率上，其中$\tau_2 = R2C2$，且如果信号作用在“B”点，那τ_2等于信号带宽。低频时噪声增益是$1+R2/R1$，而高频时则是$1+C1/C2$。用一条45°斜率的线将分

离点连接是在对数图上绘制该曲线的一种简单方式。噪声增益与运放开环增益的交叉点称为闭环带宽。注意，作用在“B”点的信号的信号带宽更小，且为$1/2\pi R2C2$。

图4-4-18给出了采用实际电路值的光电二极管前置放大器的噪声增益图。C2的选取决定了实际的信号带宽和相位裕量。在本示例中，选择16Hz的信号带宽。注意，更小的C2值将带来更高的信号带宽，但相位裕量也相应减小。还应注意，尽管信号带宽只有16Hz，但闭环带宽却是167kHz。这对于下面的输出噪声电压分析来说具有重要的意义。

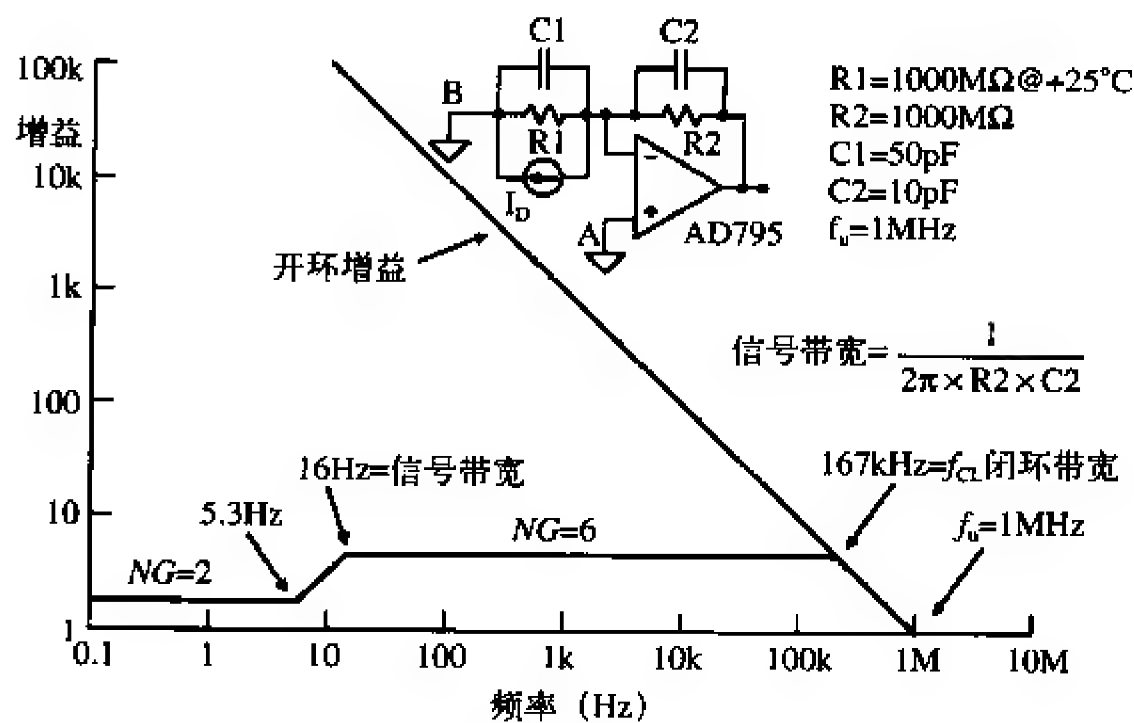


图4-4-18 AD795前置放大器在25°C时的噪声增益

温度变化并不会显著影响电路的稳定性，这点非常重要。R1（光电二极管的分流电阻）的变化仅仅影响低频噪声增益和噪声增益响应中零点所在的频率。高频噪声增益由C1/C2决定。

4. 光电二极管前置放大器的噪声分析

为了开始分析，考虑如图4-4-19所示的AD795输入电压和电流噪声的频谱密度。对于JFET输入的运放来说，AD795的性能确实非常强大，其0.1~10Hz噪声的峰峰值

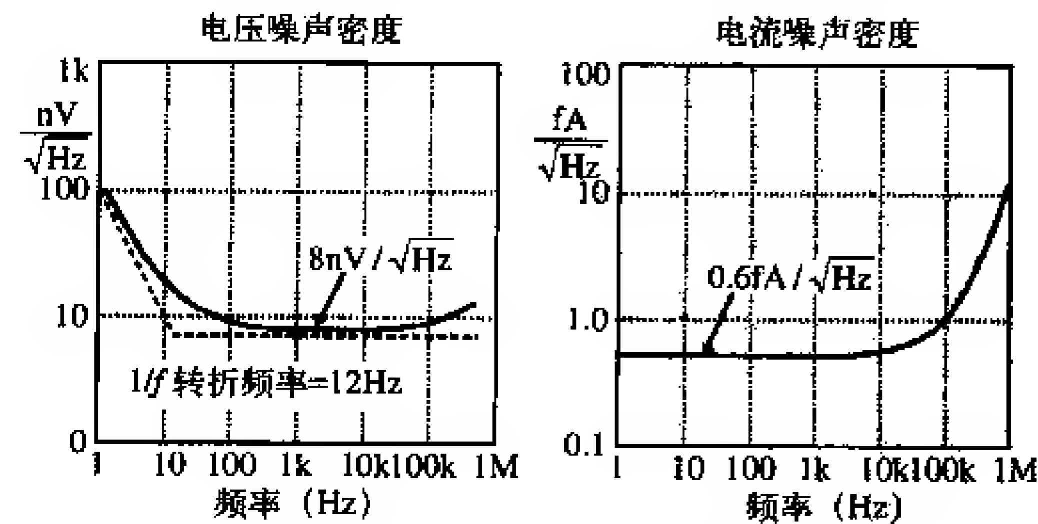
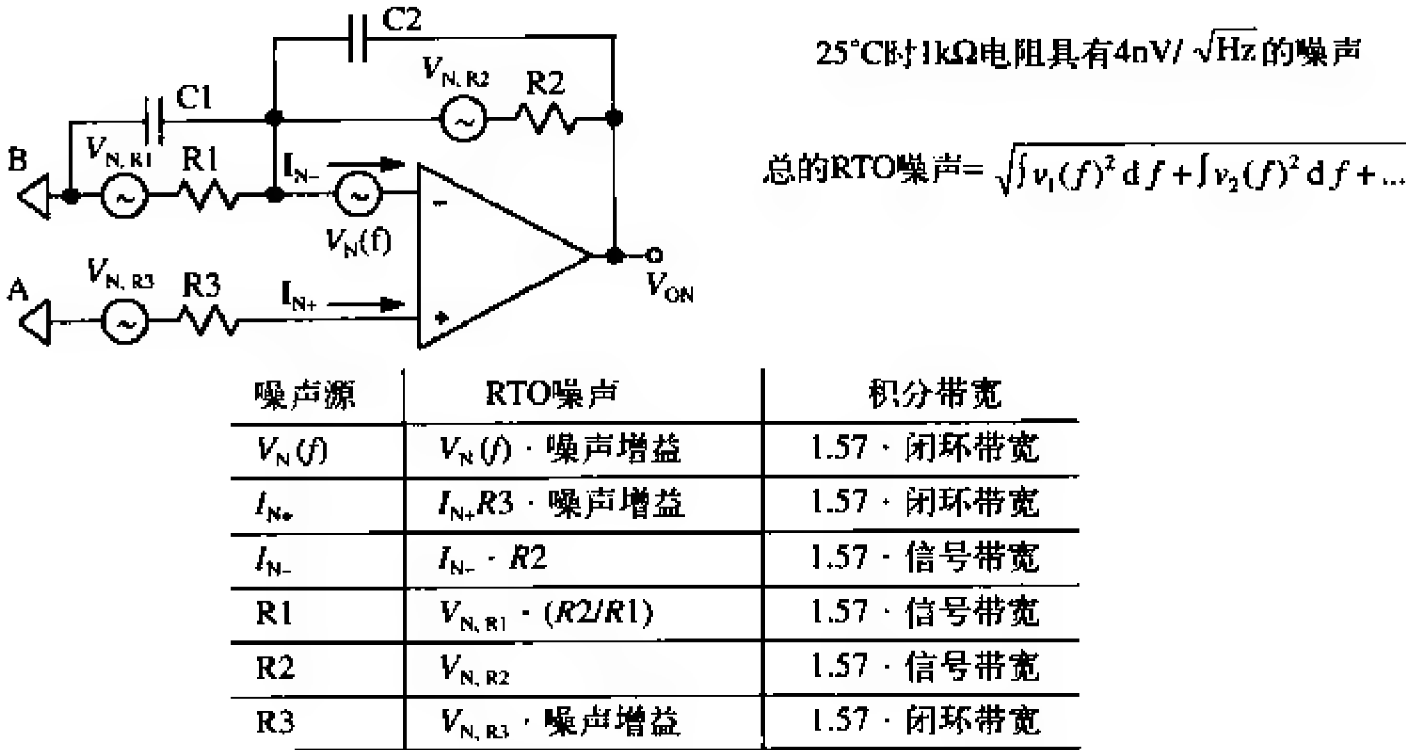


图4-4-19 AD795的电压噪声和电流噪声

为2.5μV，1/f 转折频率为12Hz，几乎不亚于最好的双极型运放。如图所示，其电流噪声要比双极型运放小得多，这使它成为高阻抗应用的理想选择。

图4-4-20给出了运放完整的噪声模型。该模型包括无功元件C1和C2。需要对每个单独输出噪声源在适当频率带宽内的频谱密度的平方进行积分，然后取其平方根，即

$$\text{均方根输出噪声} = V_1 = \sqrt{\int V_1(f)^2 \mathrm{d}f} \tag{4-4-1}$$



噪声源	RTO噪声	积分带宽
$V_N(f)$	$V_N(f)$ · 噪声增益	1.57 · 闭环带宽
I_{N+}	$I_{N+}R3$ · 噪声增益	1.57 · 闭环带宽
I_{N-}	I_{N-} · $R2$	1.57 · 信号带宽
R1	$V_{N,R1}$ · $(R2/R1)$	1.57 · 信号带宽
R2	$V_{N,R2}$	1.57 · 信号带宽
R3	$V_{N,R3}$ · 噪声增益	1.57 · 闭环带宽

图4-4-20 放大器的噪声模型

在大多数情况下，该积分可以通过检查噪声增益图中叠加的单独频谱密度来实现。然后通过和的平方根方式对单独成分进行组合得到总的输出噪声。图4-4-20中的表格说明了每个单独噪声源是如何影响输出和积分带宽的。因子1.57（π/2）用于将单极点带宽转换成等价的噪声带宽。电阻的Johnson噪声（约翰逊噪声）频谱密度通过式（4-4-2）给出

$$V_R = \sqrt{4kTR} \tag{4-4-2}$$

其中，k是波尔兹曼常数（1.38×10^{-23}J/K），T是以K为单位的绝对温度。计算该式的一种简单方法是，记住1kΩ电阻的噪声频谱密度在+25℃时是4nV/$\sqrt{\text{Hz}}$。其他电阻值的Johnson噪声可以通过乘以该电阻值与1 000Ω的比值的平方根来获得。Johnson噪声是宽频带的，其频谱密度不随频率发生变化。

5. 输入电压噪声

为了得到输入电压噪声引起的输出电压噪声的频谱密度图，需要将输入电压噪声频谱密度图与噪声增益图相乘。这很容易通过使用对数坐标的Bode图来实现。之后，对输出电压噪声的频谱密度图的平方求积分，再取其平方根就得到了输入电压噪声引起的总均方根输出电压噪声。在大多数情况下，该积分可能是近似的。通常采用1/f 区域中的0.01Hz低频限制。如果输入电压噪声积分的带宽大于几百赫兹，那么可以认为输入电压噪声的频谱密度是一个常数。通常，1kHz时的输入电压噪声频

谱密度值具有足够高的精度。

输入电压噪声源必须在电路的整个闭环带宽内积分（闭环带宽 f_{CL}是噪声增益与运放开环响应交点的频率），这非常重要。其他通过噪声增益影响输出的噪声源（即同相输入电流噪声和同相输入电阻噪声）也是如此。

反相输入噪声电流流过反馈网络，从而在输出端产生一个噪声电压源。输入噪声电流近似不随频率发生变化，因此，通过将噪声电流频谱密度（在1kHz时测量）乘以噪声带宽[是信号带宽1/ $(2\pi \times R2 \times C2)$ 的1.57倍]就可以得到该积分。当单极点3dB带宽转换成等价的噪声带宽时就会有1.57($\pi/2$)这个因子。

6. 高阻抗传感器

（1）前馈电阻R1引起的Johnson噪声

前馈电阻引起的噪声电流也流过反馈网络，从而在输出端产生噪声源。积分的噪声带宽也是信号带宽的1.57倍。

（2）同相输入电流噪声

同相输入电流噪声I_{N+}在R3上产生一个电压噪声，它通过电路的噪声增益影响输出。因此，积分带宽就是电路的闭环带宽。然而，如果$R3$=0或R3通过一个大电容进行旁路（当运放工作在反相模式时通常需要），就不会对输出有影响。

（3）同相输入端电阻引起的Johnson噪声

R3引起的Johnson电压噪声也通过电路的噪声增益对输出产生影响。如果R3被充分地旁路，它对输出噪声也不会有较大影响。

（4）光电二极管电路的噪声性能小结

图4-4-21给出了+25°C时各噪声源的输出噪声频谱密度。注意，由于运放的同相输入端接地，所以不存在I_{N+}或R3引起的噪声。

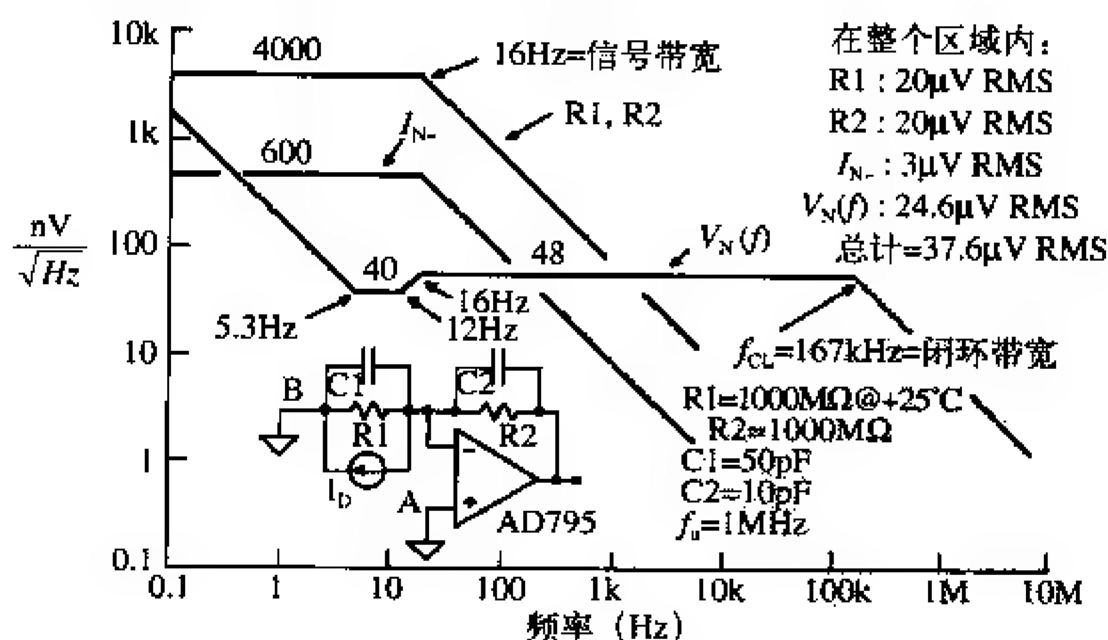


图4-4-21 25°C时输出电压噪声成分的频谱密度（nV/ $\sqrt{Hz}$ ）

（5）采用输出滤波进行降噪

根据上述分析，在+25°C时输出噪声电压的最大来源是运放的输入电压噪声，它通过噪声增益对输出产生影响。该噪声源很大，主要是因为噪声增益积分扩展到了

167kHz带宽（噪声增益曲线与运放开环响应的交点）。如果运放的输出通过一个单极点滤波器以20Hz的截止频率（R=80MΩ，C=0.1μF）进行滤波（如图4-4-22所示），那么该噪声的均方根可以减小到小于1μV。注意，仅仅增加反馈电容C2并不能得到相同的结果。增加C2可降低高频噪声增益，但积分带宽也成比例增加。更大的C2值也会使信号带宽减少到不可接受的水平。增加一个简单滤波器可以将输出噪声的均方根减少到28.5μV，大约是以前的75%。加入该滤波器之后，电阻噪声和电流噪声成了输出噪声的最大来源。

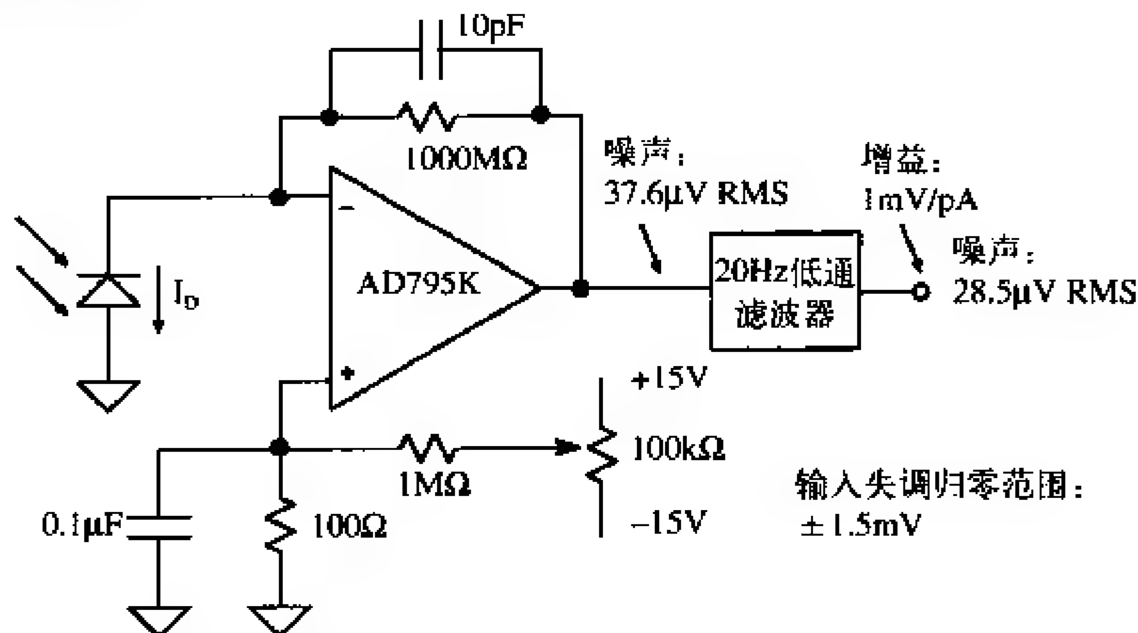


图4-4-22　具有失调归零调整的光电二极管前置放大器AD795

7. 电路性能小结

最终优化设计的光电二极管电路如图4-4-22所示。其性能特性在图4-4-23中进行了归纳。在0~+70℃范围内，总的输出电压漂移为33mV。这相当于33pA的二极管电流，或者大约0.001fc（晴朗无月夜晚的光照水平）。同相输入端的失调归零电路可以用于消除室温下的失调。注意，该方法要优于采用失调归零引脚的方法，因为采用失调归零引脚时，每归零1mV的失调电压将使失调电压的温度系数增加大约3μV/℃。另外，SOIC封装的AD795没有失调归零引脚。

- 输出失调误差（0~+70℃）：33mV
- 输出灵敏度：1mV/pA
- 输出光敏度：30V/fc
- 25℃时的总输出噪声：28.5μV均方根
- 25℃时的总RTI噪声：44fA均方根，或26.4pA峰峰值
- $R2$=1 000MΩ时的量程：0.001~0.33fc
- 带宽：16Hz

图4-4-23　AD795光电二极管电路的性能总结

将输出电压噪声除以反馈电阻R2的阻值，就可以得到基于44μV总输出电压噪声的输入灵敏度。这使得最小可检测二极管电流为44fA。如果采用一个12位的A/D转换

器对10V满量程输出进行数字化，那么最低有效位对应2.5mV。输出噪声电平远远小于这个数值。

8. 光电二极管电路的权衡

在上述基本光电二极管电路设计中存在许多权衡。以更大的输出噪声电平为代价，可以获得更大的信号带宽。将反馈电容C2减小至1pF可以使信号带宽增加至大约160Hz。进一步减小C2是不太实际的，因为寄生电容大约在1pF~2pF的级别。为了保持稳定性，也需要少量的反馈电容。

如果电路在更高照度水平下工作（约大于0.3fc），那么可以减小反馈电阻的阻值，从而进一步增加电路带宽并减少电阻噪声。如果采用增益分级技术来测量更高的光照水平，那么，在对额外的开关网络进行设计和布局时需要极其小心，以尽量减小漏电路径。

4.4.2 高速光电二极管I/V转换器的补偿

图4-4-24是一个经典的I/V转换器。注意，如果假定$R1 \gg R2$，那么它与光电二极管前置放大器是一样的。总输入电容$C1$是二极管电容和运放输入电容之和。这是一个经典的二阶系统，为了确定合适的补偿措施，可以使用如下的指导原则。

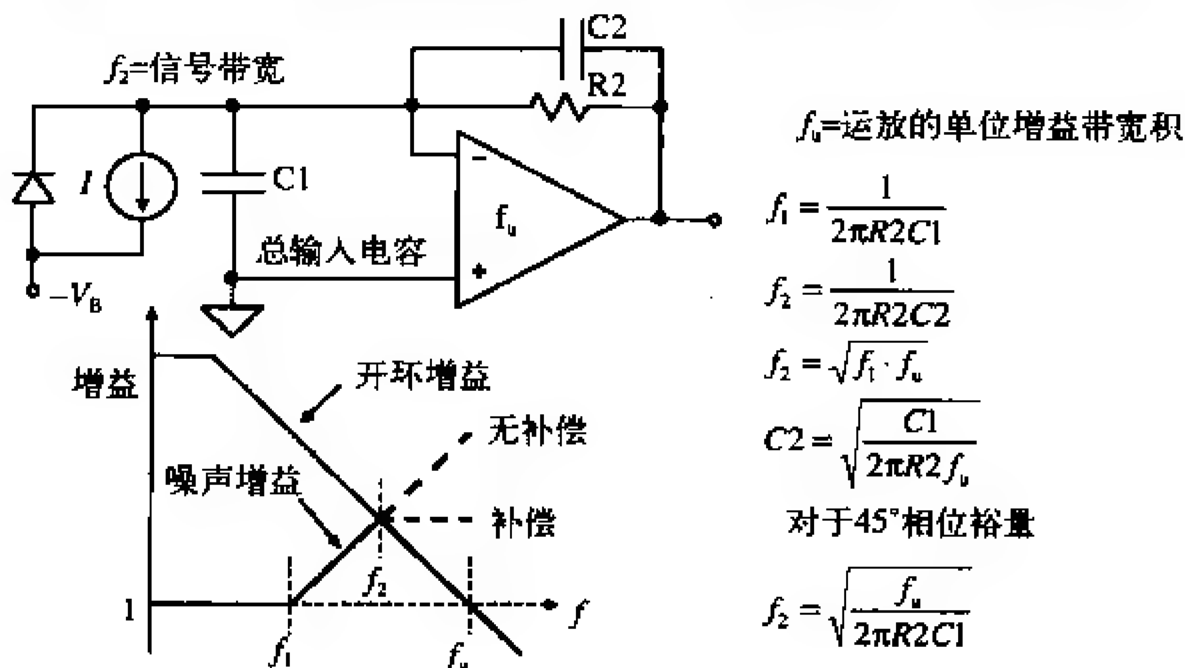


图4-4-24 电流—电压转换器中对输入电流的补偿

在Bode图中的噪声增益传递函数中，净输入电容$C1$在频率f_1时为零。

$$f_1=\frac{1}{2\pi R2C1} \tag{4-4-3}$$

注意：补偿电容C2的影响被忽略不计，且假定C2相对于C1来说很小，因此，把它添加进电路后不会对零点频率f_1造成重要影响。在大多数情况下，考虑到电路中的其他变量，这种近似能够获得足够接近的结果。

如果不作补偿，穿越频率f_2的相移将引起不稳定和振荡。通过增加反馈电容C2在f_2处引入一个极点将使电路保持稳定，并产生大约45°的相位裕量。

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R2C2} \tag{4-4-4}$$

由于f_2是f_1和运放的单位增益带宽频率f_u的几何平均值，即

$$f_2 = \sqrt{f_1 \cdot f_u} \tag{4-4-5}$$

合并等式，并求解$C2$，得到

$$C_2 = \sqrt{\frac{C1}{2\pi R2 \cdot f_u}} \tag{4-4-6}$$

该$C2$值将产生大约45°的相位裕量。该电容值增加2倍，相位裕量相应增加到大约65°。

实际上，最合适的$C2$值应该通过实验来确定，即通过稍微改变$C2$值来优化输出脉冲响应。

1. 宽带光电二极管I/V转换器中的运放选择

为了使输入偏置电路的影响最小并且检测到较低的光电流，高速光电二极管I/V转换器中的运放应当是宽频带FET输入的。另外，如果将3dB带宽f_2的等式重新整理成关于f_u、$R2$和$C1$的等式，则有

$$f_2 = \sqrt{\frac{f_u}{2\pi R2C1}} \tag{4-4-7}$$

其中，$C1$是二极管电容C_D和运放的输入电容C_{IN}之和。在高速应用中，二极管的电容要比前面讨论的低频前置放大器设计中的小得多，或许只有几皮法。

通过观察式（4-4-7）可知，为了使f_2最大，FET输入的运放应该具有较高的单位增益带宽积f_u和较低的输入电容C_{IN}。事实上，在评估该应用中的不同运放时，f_u和C_{IN}之比是一个很好的性能系数。

图4-4-25比较了大量适合光电二极管前置放大器的FET输入运放。观察可知，除了具有相对较低的输入偏置电流之外，运放AD823的单位增益带宽积与输入电容之比也最高。由于这些原因，它被用于宽频带光电二极管前置放大器的设计。

	单位增益带宽积 f_u（MHz）	输入电容 C_{IN}（pF）	f_u/C_{IN}（MHz/pF）	输入偏置电流 I_B（pA）	10kHz时的电压噪声（$nV/\sqrt{Hz}$）
AD823	16	1.8	8.9	3	16
AD843	34	6	5.7	600	19
AD744	13	5.5	2.4	100	16
AD845	16	8	2	500	18
OP42	10	6	1.6	100	12
AD745*	20	20	1	250	2.9
AD795	1	1	1	1	8
AD820	1.9	2.8	0.7	2	13
AD743	4.5	20	0.2	250	2.9

*通常，噪声增益≥5时是稳定的，因为高频噪声增益=1+$C1/C2$，且通常$C1 \geq 4C2$。

图4-4-25 用于高宽带光电二极管前置放大器的FET输入运放的比较

2. 高速光电二极管前置放大器设计

在下面的讨论中，选用HP5082-4204 PIN光电二极管作为示例。其特性在图4-4-26中给出。它是典型的商业PIN光电二极管。与大多数高速光电二极管应用一样，该二极管工作于反向偏置或光导电模式。这极大地降低了二极管的结电容，但即使二极管上没有光照时，也会产生少量的暗电流（在本节后面，将给出一个补偿暗电流的电路）。

- 灵敏度：350μA@1mW，900nm
- 最大线性输出电流：100μA
- 面积：0.002cm² (0.2mm²)
- 电容：10V反向偏置时是4pF
- 分流电阻：$10^{11}\Omega$
- 上升时间：10ns
- 暗电流：10V反向偏置时是600pA

图4-4-26　HP5082-4204光电二极管

在大约高达50μA~100μA的输出电流内，光电二极管是与光照成线性关系的。其动态范围受总的电路噪声和二极管暗电流的限制（假定没有进行暗电流补偿）。

采用图4-4-27所示的电路，假定我们期望二极管电流为100μA的二极管具有10V的满量程。这决定了反馈电阻$R2$的大小，即10V/100μA = 100kΩ。

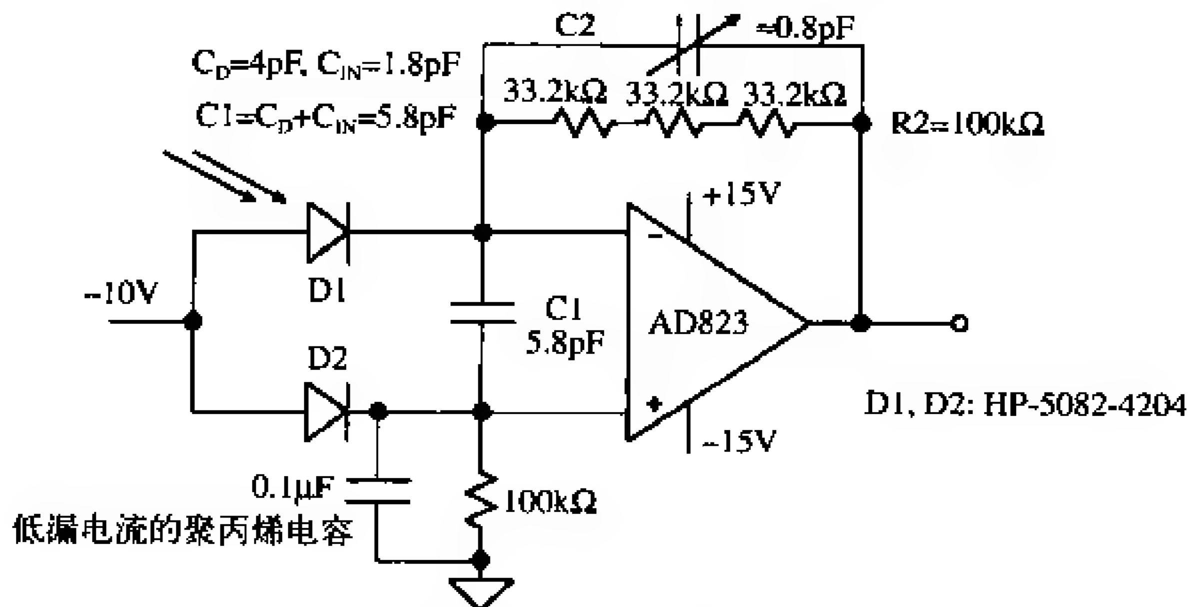


图4-4-27　具有暗电流补偿的2MHz带宽光电二极管前置放大器

设二极管电容C_D = 4pF，AD823的输入电容C_{IN} = 1.8pF，则$C1 = C_D + C_{IN}$ = 5.8pF。用$C1$ = 5.8pF、$R2$ = 100kΩ、f_u = 16MHz求解上述等式，得到

$$f_1 = 274\ \text{kHz}$$

$$C2 = 0.76\ \text{pF}$$

$$f_2 = 2.1\ \text{MHz}$$

注意：在最终设计中（如图4-4-27所示），为了使杂散电容（寄生电容）最小，100kΩ的电阻被三个33.2kΩ的薄膜电阻所取代。反馈电容C2是一个可变的1.5pF陶瓷电容，它在最终电路中被调整以得到最佳的带宽/脉冲响应。总电路带宽大约是2MHz。

二极管电流为100μA的前置放大器的满量程输出电压是10V，且600pA光电二极管暗电流引起的RTO误差为60mV。暗电流误差可以通过在运放的同相输入端采用另外一个相同类型的光电二极管来对消，如图4-4-27所示。

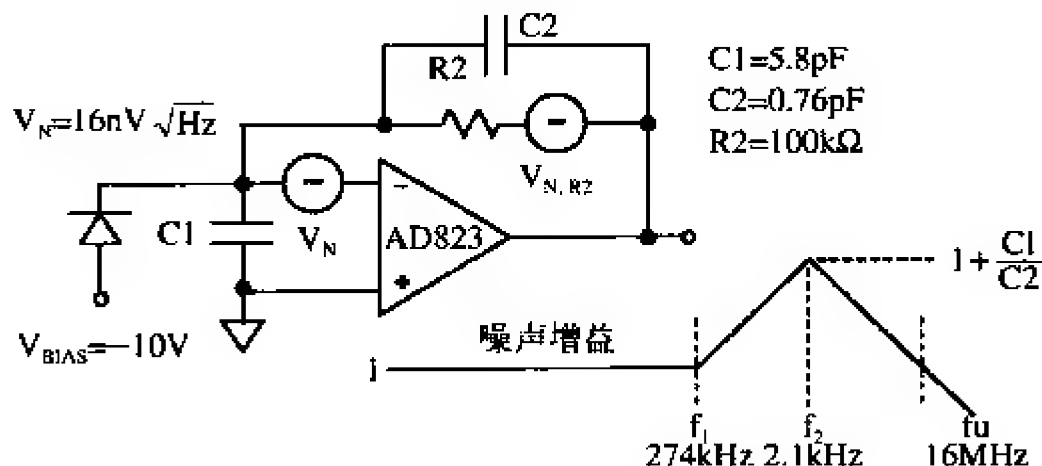
3. 高速光电二极管前置放大器的噪声分析

与大多数的噪声分析一样，只需要确定关键的噪声源。由于噪声源以和的平方根方式进行组合，因此，比其他任何噪声源至少大三四倍的所有单一噪声源都占支配地位。

在宽频带光电二极管的前置放大器中，占支配地位的输出噪声源是运放的输入电压噪声V_N和R2引起的电阻噪声$V_{N,R2}$（如图4-4-28所示）。FET输入型运放的输入电流噪声可以忽略不计。光电二极管的散粒噪声（由反向偏置引起）也因分流电容C1的滤波作用而可以忽略不计。因此，只要知道1kΩ电阻产生大约4nV/$\sqrt{Hz}$噪声就可以很容易计算电阻噪声（100kΩ电阻产生40nV/$\sqrt{Hz}$噪声）。积分带宽等于信号带宽，即2.1MHz。从而产生的总输出均方根噪声为

$$V_{N,R2}\ \ RTO\ \ Noise = 40\sqrt{1.57\cdot 2.1\cdot 10^6} = 73\mu\text{V rms} \qquad (4\text{-}4\text{-}8)$$

因子1.57用于将大约2.1MHz的单极点带宽转换为等价噪声带宽。



• V_N RTO噪声 ≈ $V_N\left[1+\frac{C1}{C2}\right]\sqrt{1.57f_2}$ =250μV均方根

• $V_{N,R2}$ RTO噪声 ≈ $\sqrt{4kTR2\cdot 1.57f_2}$ =73μV均方根

• 总RTO噪声= $\sqrt{250^2+73^2}$ =260μV均方根

• 动态范围= $20\log\left[\frac{10V}{260\mu V}\right]$=92dB

图4-4-28 用于输出噪声分析的等效电路

将噪声增益乘以电压噪声，并在频率上对整个函数进行积分，就可以得到输入电压噪声引起的输出噪声。如果严格这样做将会非常单调乏味，但可以采用一些合理的近似，使得数学计算大大简化。很明显，在宽频带电路中，低频1/*f* 噪声可以忽略不计。主要的输出噪声源是由在 f_1和 f_u之间产生的高频噪声-增益峰值引起的。如果简单地假定输出噪声在整个频率范围内保持不变，并且交流噪声增益[1+(*C*1/*C*2)]取最大值，那么有

$$V_N\ \ RTO\ \ Noise = V_N\left(1+\frac{C1}{C2}\right)\sqrt{1.57f_2} = 250\mu\text{V rms} \qquad (4\text{-}4\text{-}9)$$

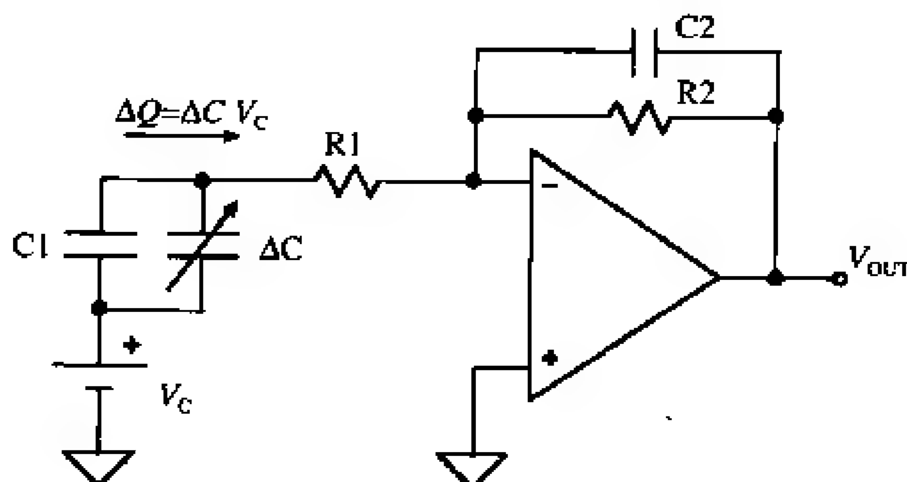
于是，总的RTO均方根噪声是两部分之和的平方根

$$Total\ \ RTO\ \ Noise=\sqrt{(73)^2+(250)^2}=260\mu\text{V rms} \tag{4-4-10}$$

将满量程输出信号（10V）除以总的输出均方根噪声（260μV），并转换成dB，就可以计算出总的输出动态范围大约是92dB。

4.4.3 高阻抗电荷输出传感器

高阻抗传感器，如压电传感器、水听计和某些加速度计，都需要一个将电荷迁移转换成电压变化的放大器。由于这些器件具有较高的直流输出阻抗，因此需要适当的缓冲器。图4-4-29给出了一个反相电荷放大器的基本电路。主要存在两种类型的电荷传感器：电容式和电荷发射式（charge-emitting）。在电容式传感器中，电容V_C上的电压保持为常数。电容的变化ΔC导致电荷的变化，且$\Delta Q=\Delta CV_C$。该电荷作为一个电压迁移到运放的输出端，且$\Delta V_{OUT}=-\Delta Q/C2=-\Delta CV_C/C2$。



• 对于电容性传感器： $\Delta V_{OUT}=\dfrac{-V_C\Delta C}{C2}$

• 对于电荷发射传感器： $\Delta V_{OUT}=\dfrac{-\Delta Q}{C2}$

• 上截止频率= $f_2=\dfrac{1}{2\pi R2C2}$

• 下截止频率= $f_1=\dfrac{1}{2\pi R1C1}$

图4-4-29　电容性传感器的电荷放大器

电荷发射式传感器产生一个输出电荷ΔQ，且其输出电容保持不变。该电荷通常将在传感器的输出端产生一个大小等于$\Delta Q/C$的开路输出电压。然而，由于传感器上的电压因运放的虚地而保持不变（R1通常很小），电荷被转移到电容C2上，从而产生的输出电压为$\Delta V_{OUT}=-\Delta Q/C2$。

在实际应用中，电荷放大器只响应交流输入。上截止频率由$f_2=1/(2\pi\times R2\times C2)$给出，而下截止频率由$f_1=1/(2\pi\times R1\times C1)$给出。

1. 低噪电荷放大器电路的结构

图4-4-30给出了对电荷输出传感器的输出进行缓冲和放大的两种方式。它们都需

要使用一个具有很高输入阻抗的放大器，如AD745。AD745具有较低的电压和电流噪声。这使得该器件特别适合于需要非常高电荷灵敏度的场合，如电容式加速度计和水听计。

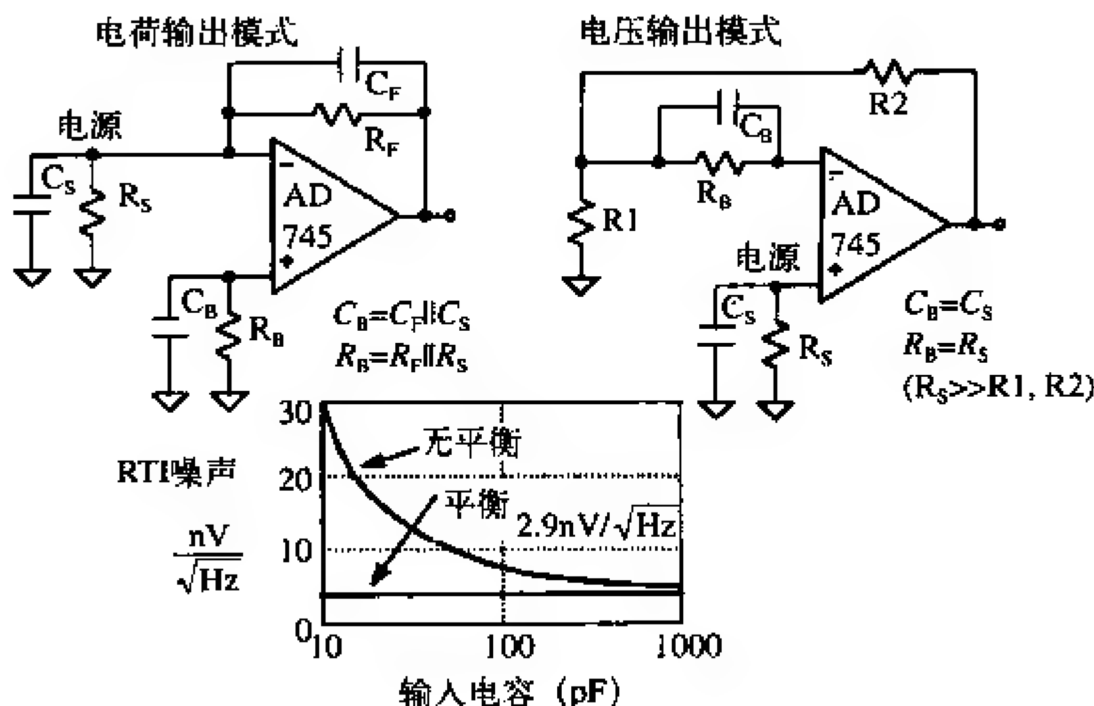


图4-4-30 对电源阻抗进行平衡可以最小化偏置电流的影响并减小输入噪声

图4-4-30中左边的电路采用反相模式的运放。该放大取决于放大器反相输入端的电荷守恒原理。电容C_S上的电荷转移到电容C_F上，从而产生$\Delta Q/C_F$的输出电压。放大器的输入电压噪声经过电路的交流噪声增益（$1+C_S/C_F$）放大后，对输出端产生影响。

图4-4-30中右边的电路仅仅是一个高阻抗的增益跟随器。其噪声增益（$1+R2/R1$）与传感器到输出的增益相同。这两个电路都需要电阻R_B来返回直流偏置电流。

为了使与温度相关的直流性能最大化，放大器各输入端的电源电阻应当保持平衡。这可由图4-4-30中的电阻R_B来表示。为了获得最好的噪声性能，电源电容应当等于电容C_B。一般而言，对于诸如AD743/AD745的精密低噪BiFET放大器，对各输入端的电源阻抗（包括电阻性和电抗性）进行平衡是一个很好的习惯。对电阻性高阻抗传感器元件进行平衡可以优化其随温度的直流性能，因为平衡会减轻所有偏置电流误差的影响。对输入电容进行平衡将减小放大器的非线性共模输入电容所引起的交流响应误差，如图4-4-30所示，噪声性能也将得到优化。在所有FET输入的放大器中，内部偏置电路的电流噪声能够通过栅-源极电容（对于AD743和AD745来说是20pF）耦合到输入端，并作为额外的输入电压噪声。该噪声成分与输入端有关，因此电源阻抗匹配将抵消其影响。图4-4-30给出了反相和同相结构中所需的外部元件。当C_B>300pF时，噪声的影响逐步减小，此时C_B仅仅是一个较大的聚酯旁路电容（0.01μF或更大）。

2. 工作于低电源电压的低偏置电流40dB增益压电传感放大器

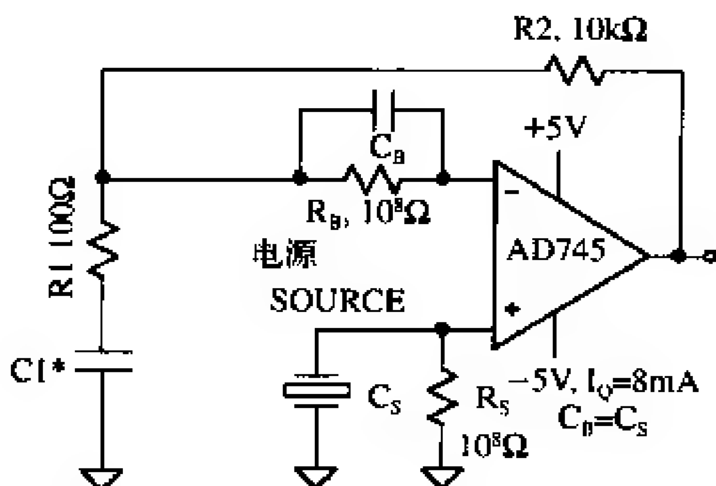
图4-4-31给出了一个以电压输出模式连接的压电传感放大器。将电源降低至+5V可以从两方面减小偏置电流的影响：首先，通过降低总功耗；其次，通过减小基本

的栅结漏电流。增加一个夹式散热片（如Aavid #5801）可以进一步限制内部结温度。

如果没有交流耦合电容C1，放大器将工作在0~+85°C的温度范围内。如果采用可选的交流耦合电容C1，电路将在−55~+125°C的整个温度范围内工作，但将丧失直流信息。

3. 水听计

将高度电容性传感器（如水听计、某些加速度计和电容麦克风）的输出与外界相连存在许多设计上的挑战。以前的设计者需要使用昂贵的混合放大器（由传统运放前面的离散低噪JFET组成）来获取这些应用中所需要的较低级别电压和电流噪声。现在，使用AD743和AD745，设计者可以在片上解决方案上取得几乎与混合方法相同级别的性能。



±5V电源可使I_B在0°C~+85°C温度下工作，且P_D=80mW

C1允许在−55°C~+125°C温度下工作

图4-4-31 增益为100的压电传感器前置放大器

在声纳应用中，一般在水听计中采用一个压电陶瓷汽缸作为有源元件。典型的汽缸具有一个大约6 000pF的标称电容和一个串联的10Ω电阻。输出阻抗通常是$10^8\Omega$或100MΩ。

由于感兴趣的水听计信号本质上是交流的，且具有很宽的动态范围，因此在声纳系统设计者看来，噪声是高于一切的关注点。水听计的本底噪声和水听计前置放大器一起限制了系统的灵敏度，从而限制了水听计的整体有用性。典型的水听计带宽在1kHz~10kHz范围内。由于运放AD743和AD745具有较低的噪声数据（2.9nV/Hz）和较高的输入阻抗（$10^{10}\Omega$，或10GΩ），因此它们是作为水听计放大器的理想器件。

AD743和AD745是具有不同程度内部补偿的伴随放大器。AD743经过内部补偿，具有单位增益稳定性。AD745在噪声增益为5或更大时均保持稳定，且具有更高的带宽和转换速率。这使得AD745作为一个高增益的前置放大器尤为有用，因为它提供了高增益和宽带宽。另外，AD743和AD745具有非常低的失真度，在1kHz时它们分别是0.000 3%和0.000 2%。

4. JFET运放与双极型运放的性能比较

运放AD743和AD745是最初的片上JFET器件，它们具有与双极型运放同样低的输入电压噪声，但没有双极型运放通常具有的高输入偏置电流。图4-4-32给出了偏置电流补偿的OP27和JFET输入的AD745的输入电压噪声与输入电源电阻的关系。注意，AD743和AD745的噪声水平是一样的。从该图可知，电源阻抗较高时，AD745较低的电流噪声也具有比高性能的双极型运放更低的总噪声。还应注意，有了AD745之后，噪声可以缩减到较低电源阻抗的水平。如图4-4-32所示，当电源阻抗较高时，AD745较低的直流电流误差也将使失调和漂移引起的误差减小。

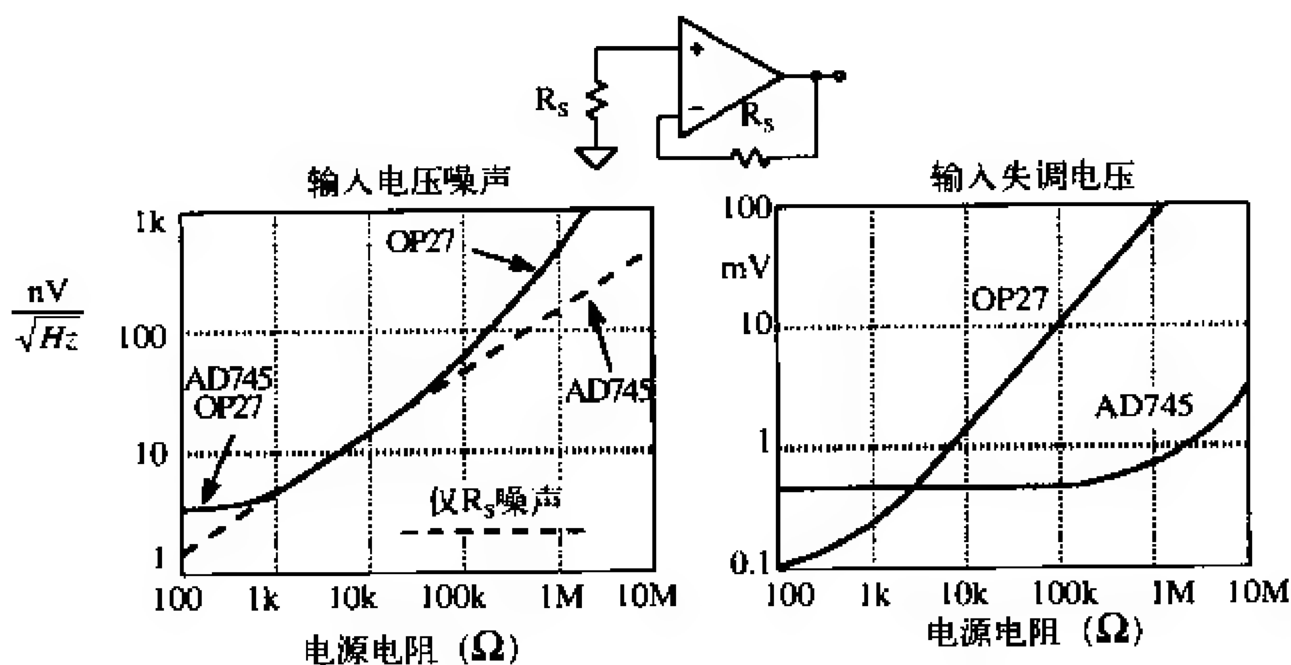


图4-4-32 双极型运放OP27和BiFET运放AD745的电源电阻对噪声和失调电压的影响

5. PH值探测器的缓冲放大器

典型的pH值探测器需要一个缓冲放大器来使它的$10^6\Omega$到$10^9\Omega$电源阻抗与外部电路隔离。此类放大器如图4-4-33所示。AD795较低的输入电流使得偏置电流产生的电压误差和电极阻抗最小。保护、屏蔽、高绝缘电阻权衡以及其他此类用于减小漏电流的标准微微安方法都需要维持该电路的精度。

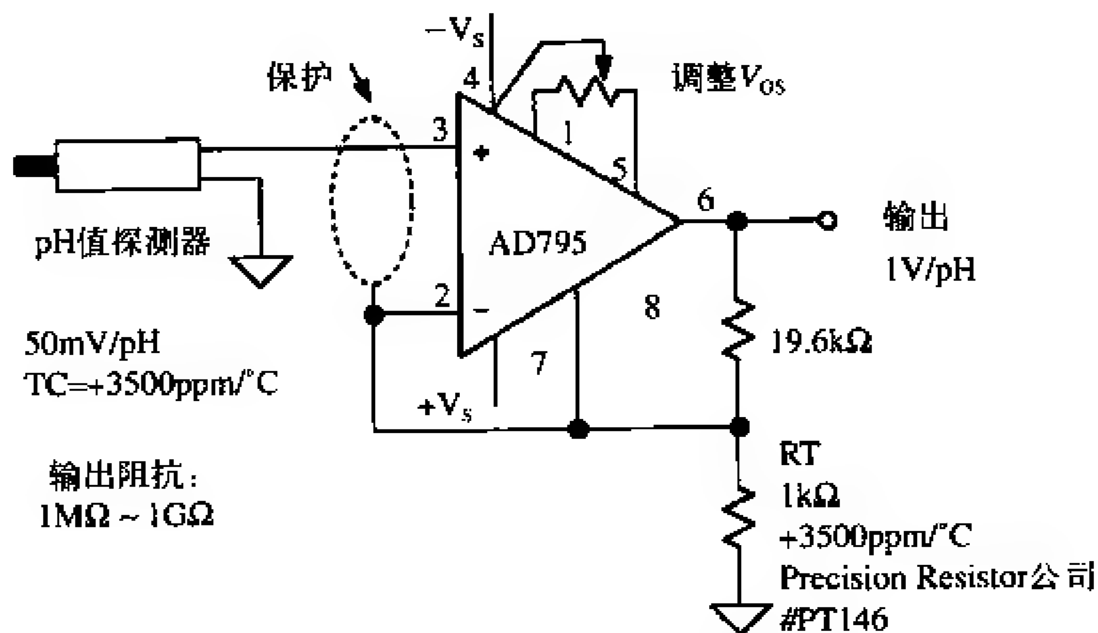


图4-4-33 采用AD795精密BiFET运放且增益为20的pH值探测器缓冲放大器

pH值探测器传递函数的斜率（室温下每单位pH值对应50mV）具有大约+3 500ppm/°C的温度系数。图4-4-33所示的缓冲器的增益是20，且每单位pH值产生的输出电压是1V。通过一个专门的温度补偿电阻RT（1kΩ，+3 500ppm/°C，可采用Precision Resistor公司的#PT146）来进行温度补偿（参考文献[18]）。

4.4.4 CCD/CIS图像处理

电荷耦合器件（CCD）和接触式图像传感器（CIS）广泛应用于诸如数码相机的消费成像系统中。成像系统的一般方框图如图4-4-34所示。成像传感器（CCD、CMOS或CIS）对图像曝光或者类似电影的照片在照相机中曝光。曝光之后，传感器的输出经过一定的模拟信号处理，然后由A/D转换器进行数字化。成批的实际图像处理是通过快速数字信号处理器来执行的。这样，图像能够在数字域中进行操作，以执行诸如反差或颜色增强/修正等功能。

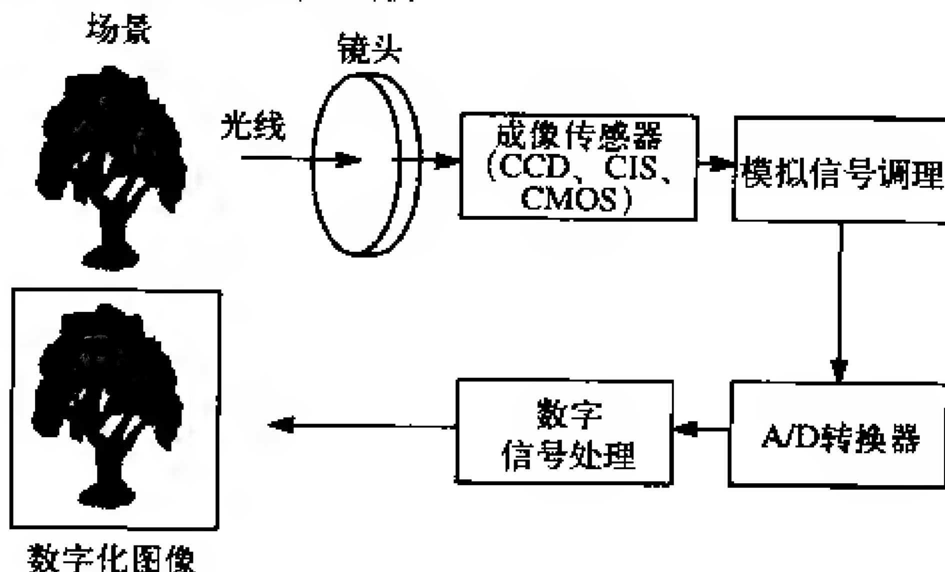


图4-4-34 扫描仪或数码相机的一般成像系统

如图4-4-35所示，CCD中的基本模块是被称为像素的单个感光元件。一个单一像素由一个光敏元件组成，如光电二极管或光电容，它输出一个与曝光（光子）成比例的电荷（电子）。在曝光和整合时间内，该电荷不断积聚，然后转移到CCD移位寄存器中并传送到器件的输出端。积聚电荷的数量取决于光照水平、整合时间以及光敏元件的量子效率。即使没有光照也会积聚有少量电荷。该电荷称为暗信号或暗电流，且必须在信号处理中进行补偿。

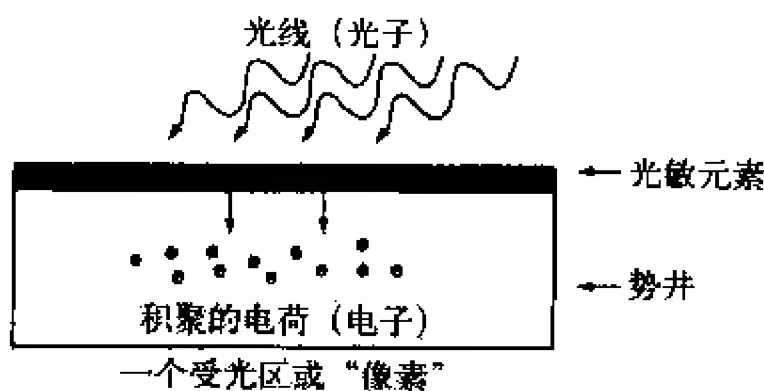


图4-4-35 光线感光元件

像素可以像图4-4-36那样以线型或面型结构方式进行排列。时钟信号将电荷从像素中转移到模拟移位寄存器中，然后在更多时钟作用下将单个像素的电荷移位到CCD输出级。扫描器通常使用线型结构，而数码相机则使用面型结构。对于线型传感器来说，模拟移位寄存器通常工作在1MHz~10MHz频率上，而面型传感器一般是5MHz~25MHz。

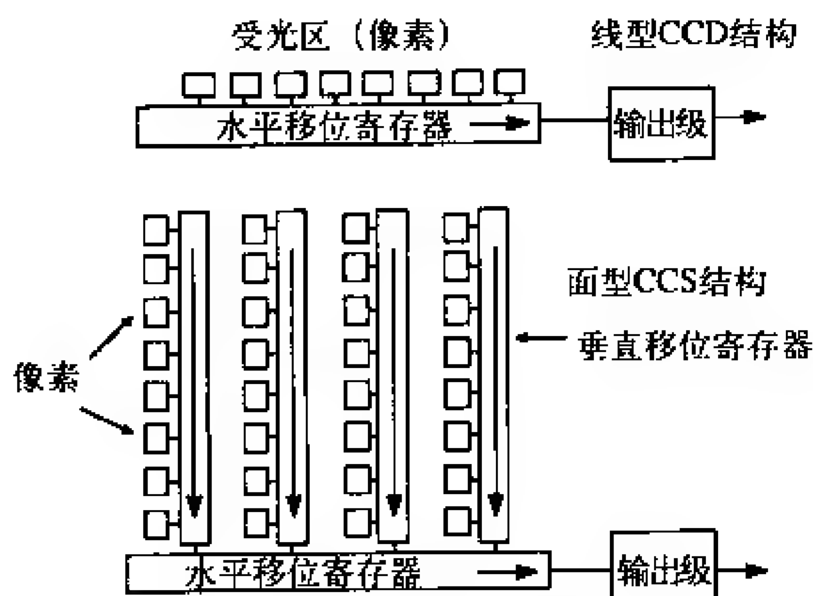


图4-4-36 线型和面型CCD阵列

图4-4-37给出了一个典型的CCD输出级以及与其相关的电压波形。CCD输出级将各像素的电荷通过传感电容C_S转换成一个电压。在各像素周期的开始时刻，C_S上的电压复位到参考电平V_{REF}（产生一个复位短时脉冲）。每个像素检测到的光照数量通过参考值与视频电平之差ΔV来测量。CCD电荷可能低至10e，而且典型的CCD输出灵敏度是每个电子0.6μV。对于面型传感器，大多数CCD都具有大约500mV~1V的饱和输出电压，而对于线型传感器，则是2~4V。波形的直流电平为3~7V。

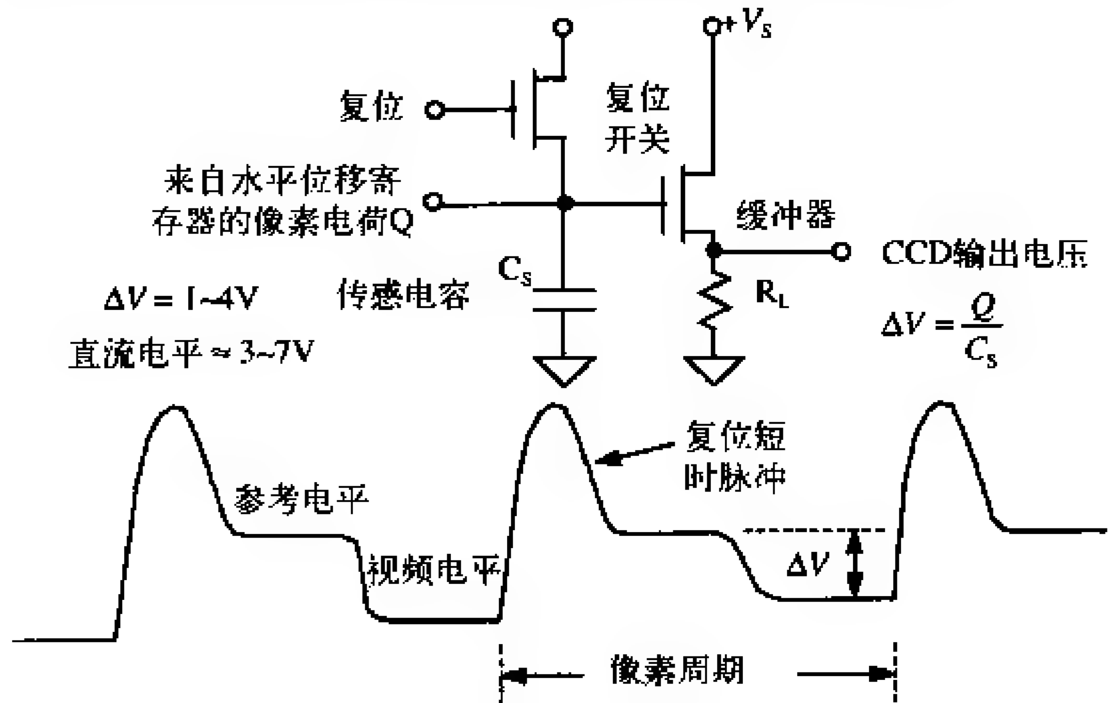


图4-4-37 输出级和波形

由于CCD一般通过CMOS工艺制造，它们在芯片内的信号调理能力有限。因此，CCD输出通常由外部调理电路进行处理。CCD的输出特性要求它在被A/D转换器数字化之前钳位。另外，失调和增益功能一般也是模拟信号处理的一部分。

CCD的输出电压很小，而且经常被噪声淹没。最大的噪声源是FET复位开关电阻上的热噪声。该噪声的典型均方根值是100~300e（大约是60mV~180mV的均方根电压）。该噪声也称为“kT/C”噪声，如图4-4-38所示。在复位周期内，存储电容C_S通

过一个CMOS开关连接到V_{REF}上。该开关的导通电阻（R_{ON}）产生的热噪声由著名的式（4-4-11）给出

$$热噪声 = \sqrt{4kT \cdot BW \cdot R_{ON}} \tag{4-4-11}$$

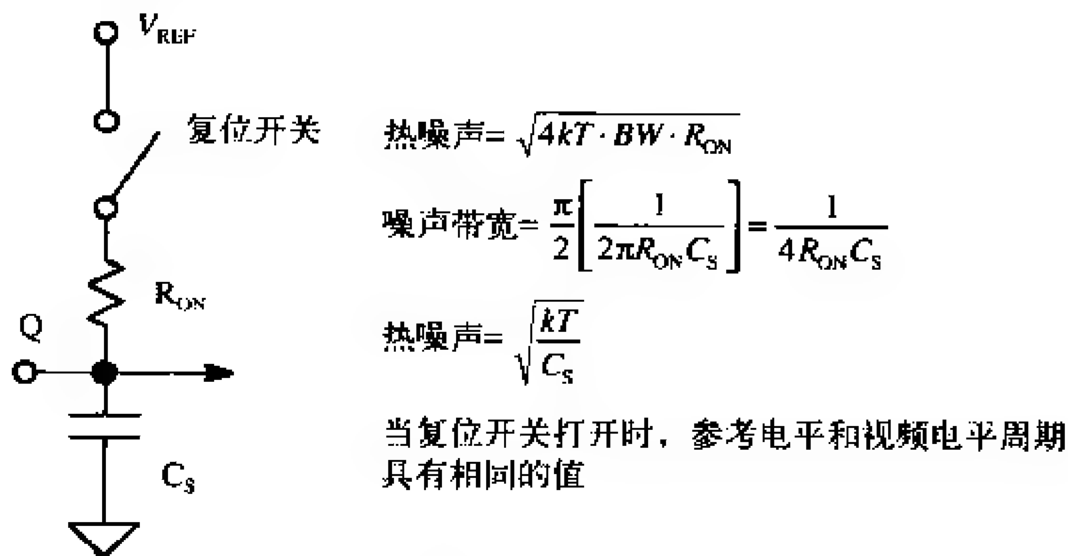


图4-4-38　kT/C噪声

噪声在由$R_{ON}C_S$时间常数决定的有限带宽内产生。将单极点带宽乘以π/2（1.57）就可以转换成等价的噪声带宽

$$噪声带宽 = \frac{\pi}{2}\left[\frac{1}{2\pi R_{ON} C_S}\right] = \frac{1}{4 R_{ON} C_S} \tag{4-4-12}$$

代入热噪声，注意到R_{ON}因子已经被消去，这样热噪声的最终表达式变成

$$热噪声 \sqrt{\frac{kT}{C}} \tag{4-4-13}$$

该式是相当直观的，因为R_{ON}越小，热噪声越小，但噪声带宽增加。因此，噪声仅由电容值决定。

注意，当复位开关打开时，kT/C噪声存储在C_S上，而且在下一个复位周期到来之前保持不变。因此，CCD输出电平随采样而变化，而且对于一个给定的像素周期，同时存在复位电平和视频电平也非常普遍。

通常采用一种称为“相关双采样（Correlated Double Sampling，CDS）”的技术来减小该噪声的影响。图4-4-39给出了CDS方案的一种电路实现，但它还存在许多其他的实现方式。CCD的输出驱动两个SHA。在复位周期的末端，SHA1保持附加了kT/C噪声的复位电压电平。

在视频周期的末端，SHA2保持附加了kT/C噪声的视频电平。SHA的输出作用到一个差分放大器上（其两个输入相减）。在该方案中，仅在很短间隔内两个SHA的输出都保持稳定，而且其差值用ΔV表示，因此该差分放大器必须快速锁定。注意，最终输出是参考电平与视频电平之差ΔV，而kT/C噪声已消除。

接触式图像传感器（Contact Image Sensor，CIS）是通常取代CCD用于传真机和低端文件扫描仪的线性传感器。尽管CIS不能提供与CCD相同的潜在图像质量，但它

具有更低的成本和更简化的光学路径。CIS的输出与CCD的输出相似，但它以地或接近地为参考（如图4-4-40所示），因此不再需要钳位功能。另外，CIS的输出在各像素周期内不包含相关的复位噪声，因此不再需要CDS功能。典型的CIS输出电压范围是几百毫伏到大约1V满量程。注意，尽管不再需要钳位和CDS，CIS的波形必须在数字化之前通过一个采样保持器进行采样。

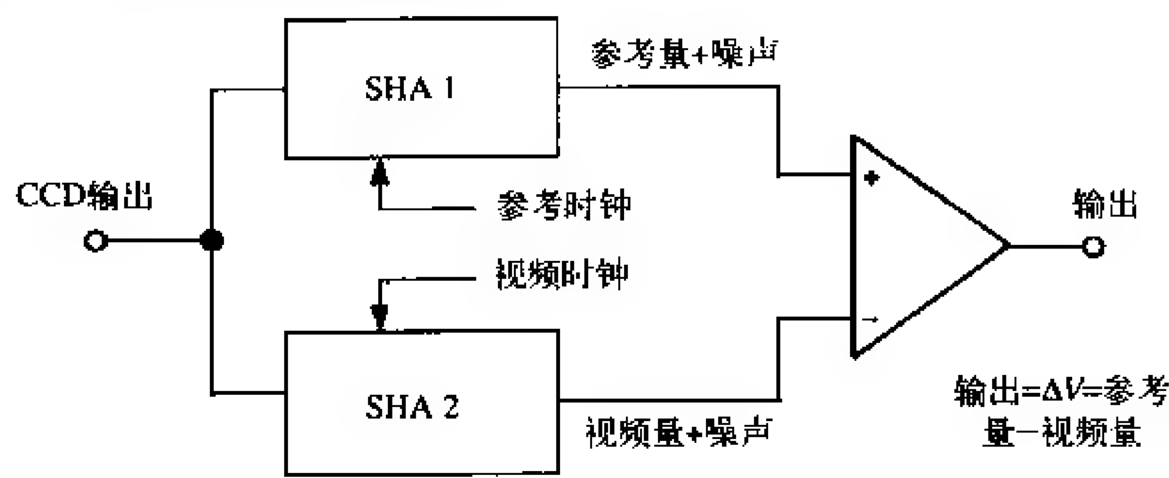


图4-4-39 相关双采样（CDS）

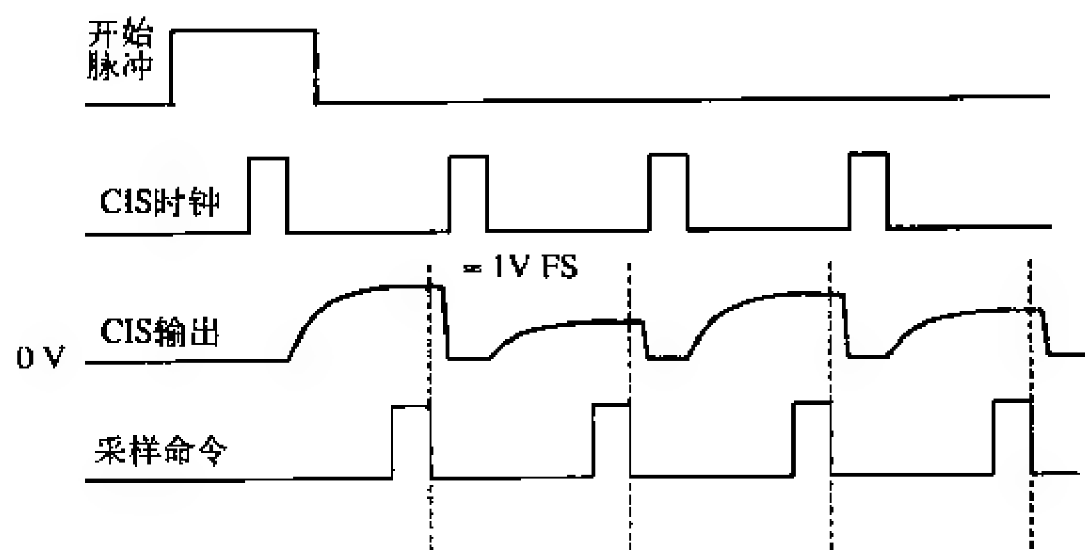


图4-4-40 接触式图像传感器（CIS）的波形

Analog Devices公司为扫描仪、数码相机和便携式摄像机市场提供了几种模拟前端（Analog-Front-End，AFE）集成解决方案。它们都包含上述的信号处理步骤。工艺技术和电路拓扑学的进展使得该程度的集成可以在不牺牲性能的前提下通过CMOS加工来实现。通过将成功的A/D转换器结构和高性能的CMOS模拟电路相结合，可以设计出完整的低成本CCD/CIS信号处理集成电路。

AD9816集成了一个模拟前端。如图4-4-41所示，该模拟前端由一个12位、6MSPS的A/D转换器和一个三通道（RGB）图像处理和采样所需的模拟电路组成。AD9816可以通过串行接口进行编程，并能进行失调和增益调整，使得用户能够灵活地处理应用中所必需的所有信号处理任务。这些应用包括中到高端的桌面扫描仪、数码相机、医学X射线仪、监控器，以及所有必须从CIS或CCD传感器中“读取”图像的仪器应用。

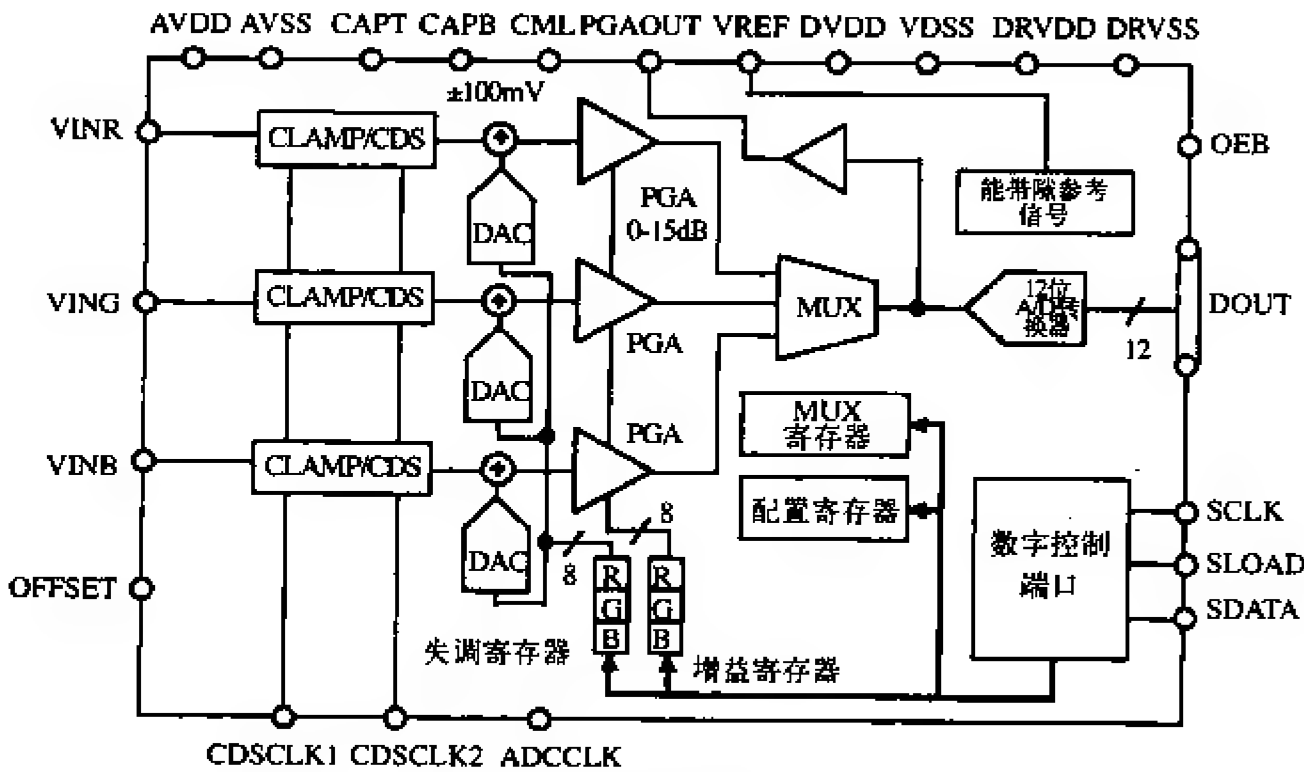


图4-4-41 AD9816的模拟前端CCD/CIS处理器

AD9816的信号链由输入钳位、相关双采样（CDS）、失调调整D/A转换器、可编程增益放大器（PGA），以及具有外部DSP串行接口的12位A/D转换器内核组成。对于CIS应用，CDS和钳位功能可以禁用。如图4-4-42所示。

- 完整的12位 6MSPS CCD/CIS信号处理器
- 3通道或1通道工作
- 片内相关双采样（CDS）
- 8位可编程增益和8位失调调整
- 内部参考电压
- 线性度好：通常DNL=±0.4LSB，INL=±1.5LSB
- 输出噪声低：均方根为0.5LSB
- CIS应用中粗略消除失调
- 三线制串行接口
- 单一+5V供电，功耗为420mW
- 44引脚的MQFP封装

图4-4-42 AD9816的关键指标

AD9814具有更高的性能。对于大多数要求苛刻的应用来说，AD9814提供了与AD9816相同的基本功能，但具有14位的性能。与AD9816一样，其信号路径包括三个输入通道，每个都包括输入钳位、CDS、失调调整以及可编程增益。这三个通道可多路复用为一个高性能的14位6MSPS A/D转换器。AD9814中性能与集成的结合可以很好地应用于高端文件和影片扫描仪。

4.4.5 参考文献

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, **Transducer Interfacing Handbook**, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, **1992 Amplifier Applications Guide**, Section 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, **System Applications Guide**, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Walt Kester, Editor, **Linear Design Seminar**, Analog Devices, 1994.
6. Walt Kester, Editor, **Practical Analog Design Techniques**, Analog Devices, 1994.
7. Walt Kester, Editor, **High Speed Design Techniques**, Analog Devices, 1996.
8. Thomas M. Fredrickson, **Intuitive Operational Amplifiers**, McGraw-Hill, 1988.
9. **Optoelectronics Data Book**, EG&G Vactec, St. Louis, MO, 1990.
10. Silicon Detector Corporation, Camarillo, CA, Part Number SD-020-12-001 Data Sheet.
11. **Photodiode 1991 Catalog**, Hamamatsu Photonics, Bridgewater, NJ.
12. *An Introduction to the Imaging CCD Array*, Technical Note 82W-4022, Tektronix, Inc., Beaverton, OR., 1987.
13. Lewis Smith and Dan Sheingold, *Noise and Operational Amplifier Circuits*, **Analog Dialogue 25th Anniversary Issue**, pp. 19-31, Analog Devices, 1991.
14. James L. Melsa and Donald G. Schultz, **Linear Control Systems**, pp. 196-220, McGraw-Hill, 1969.
15. Jerald G. Graeme, **Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions**, McGraw- Hill, 1995.
16. Erik Barnes, *High Integration Simplifies Signal Processing for CCDs*, **Electronic Design**, February 23, 1998, pp. 81-88.
17. Eric Barnes, *Integrated for CCD Signal Processing*, **Analog Dialogue** 32-1, Analog Devices, 1998.
18. Precision Resistor Co., Inc., 10601 75th St. N., Largo, FLA, 33777-1427, 727-541-5771, http://www.precisionresistor.com.

第5章　加速度、冲击与振动传感器

Craig Aszkler 振动产品部门经理 PCB Piezotronics公司

5.1　概述

加速度计是一种产生与加速度、振动①和冲击成正比的输出的传感器。这些传感器在产品研发和日常使用中均具有非常广泛的应用。除了有关技术层面的测试和测量应用外，如模型分析、NVH（噪声、振动与舒适性）和封装测试等，加速度计还常常用于诸如安全气囊传感器和汽车安全警报等日常器件中。只要物体移动，它就会有加速度。对该加速度进行测量将有助于我们更好地理解物体受控行为的动态特性。对物体行为的建模可作为一种非常有用的技术工具，它可以修改响应、增强坚固性、改善耐用性或减小相关的噪声和振动。

当前最流行的一类加速度计是压电式加速度计。此类传感器能够测量非常广泛的动态事件。同时，也存在许多其他类型的加速度计，可以用于测量常量加速度或非常低频的加速度，如汽车的刹车、电梯的乘坐质量，甚至地球的引力。这样的加速度计依赖的是压阻、电容和伺服技术。

5.2　技术基础

5.2.1　压电式加速度计

压电式加速度计是一种自生器件，其特点是平坦频率响应范围大、线性幅值范围大、耐用性好。这些固有特性源于该传感器使用了压电材料作为其敏感元件。压电材料输出的电信号与作用在材料上的压力成正比。图5-2-1给出了压电式加速度计的基本结构。

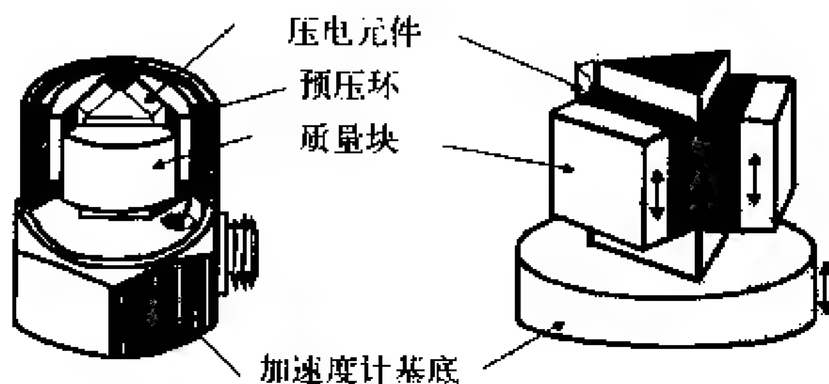


图5-2-1　压电式加速度计的基本结构

① 机械振动监控相关的信息，请参见第13章。

加速度计的有源元件是压电元件。该元件可看作是一根弹簧，其倔强系数为k，且将加速度计的基底连接到质量块上。当加速度计的基底有输入时，压电材料将产生一个与所作用的加速度（a）和质量块的质量（m）成正比的力（F）（传感器受牛顿运动定律$F=ma$的支配）。压电晶体感知到的力与质量块质量和输入加速度的乘积成正比。质量越大或加速度越大，作用的力也越大，从而晶体的电气输出也越大。

传感器的频率响应由传感器的谐振频率决定，且一般可以用一个简单的单自由度系统对其进行建模。利用该系统，传感器的谐振频率（ω）可作如下估计

$$\omega=\sqrt{k/m}$$

图5-2-2是压电式加速度计的典型频率响应曲线。

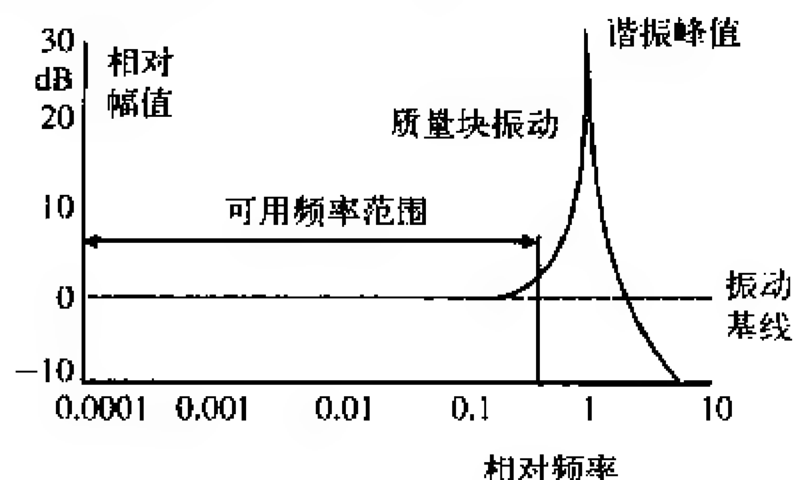


图5-2-2 压电加速度计的典型频率响应曲线

根据工作模式的不同，压电式加速度计可以分为两大类：内部放大的加速度计或IEPE（内部集成电子线路压电式）加速度计包含内部集成的微电子信号调理电路，电荷型加速度计则只包含自生压电敏感元件且具有高阻抗的电荷输出信号。

1. IEPE加速度计

IEPE传感器包含一个内部集成的信号调理电路，它将压电敏感元件产生的高阻抗电荷信号转换成可用的低阻抗电压信号（该电压信号很容易通过普通的双绞线或同轴电缆传输到任意的电压读出器或记录仪中）。低阻抗信号可以通过长导线进行远距离传输，而且即使在恶劣现场或工厂环境中也不会有较大的信号损失。除了提供重要的阻抗变换之外，IEPE传感器电路还具有其他的信号调理特性，如增益、滤波和自检。IEPE加速度计系统具有使用简单、精度高、频率范围宽以及成本低的特点。正是这些特点使得它们成为大多数振动和冲击应用的推荐使用类型。然而，当安装点的温度超过内部集成电路所能承受的温度时，上述断言就不再成立。IEPE加速度计的常规温度上限是250°F（121°C），但也有某些特殊的元件可以在350°F（175°C）的温度下工作。

IEPE是一个具有内部集成电子线路的传感器的通用工业术语。许多加速度计制造商采用他们自己的注册商标或商品名来表示具有内部集成电子线路的传感器。这些名称包括：ICP®（PCB Piezotronics）、Deltatron（Bruel & Kjaer）、Piezotron（Kistler Instruments）、Isotron（Endevco）等，种类较多，我们这里就不一一列举了。

IEPE加速度计内部集成的电子线路需要一个电流恒定的直流电压源进行激励。该激励源有时内置在测振仪、FET分析仪和振动数据采集器中。当读出器没有内置激励源时，IEPE加速度计需要一个单独的信号调理器。除了提供所需的激励外，电源也可能包含一些额外的信号调理功能，如增益、滤波、缓冲和过载指示。IEPE加速度计的典型结构如图5-2-3所示。

2. 电荷型加速度计

电荷型传感器输出一个由压电敏感元件直接产生的高阻抗电荷信号。应当注意，该信号对环境的影响和电缆产生的噪声非常敏感。因此，应当使用专门的低噪电缆。为了进行精确测量，需要在信号输入到读出器或记录仪之前，将它调理成一个低阻抗的电压。为了达到该目的，通常使用一个电荷放大器或内嵌的电荷转换器。这些器件利用了具有电容性反馈的高输入阻抗、低输出阻抗电荷放大器。调整反馈电容的大小就可以改变电荷放大器的传递函数或增益。

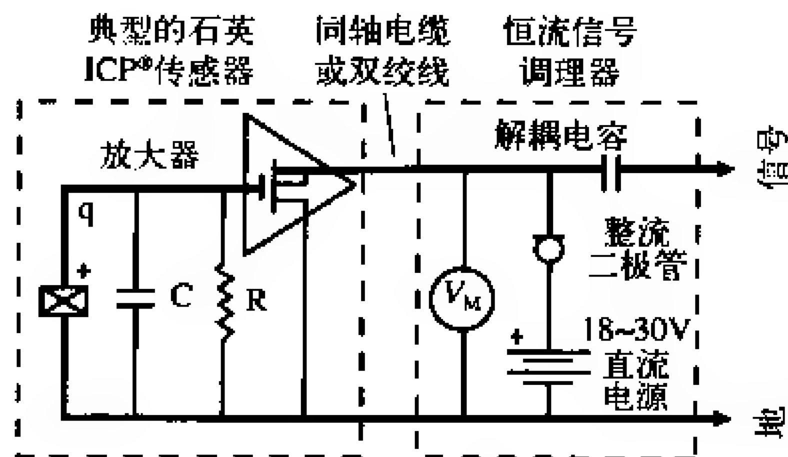


图5-2-3 典型的IEPE系统

通常，电荷型加速度计用于高温工作的场合。如果测量信号需要进行远距离传输，那么推荐使用放置在加速度计附近的内嵌电荷转换器。这可以将产生噪声的几率降到最小。为了降低系统成本，内嵌电荷转换器（图5-2-4）也可以在与IEPE加速度计一样恒流激励的情况下工作。无论哪一种情况，都需要在加速度计和电荷转换器之间使用专门的低噪电缆，从而使摩电噪声引起的颤动最小。


图5-2-4 典型的内嵌电荷转换系统

为了提供期望的系统灵敏度和满量程幅值范围，技术成熟的实验室式电荷放大器（图5-2-5）通常包括标准化输入信号和改变反馈电容所需要的调整装置。也可以通过滤波来调整高频和低频响应。有些电荷放大器能够双模工作，既为IEPE加速度计提供激励，又对电荷型传感器进行调理。

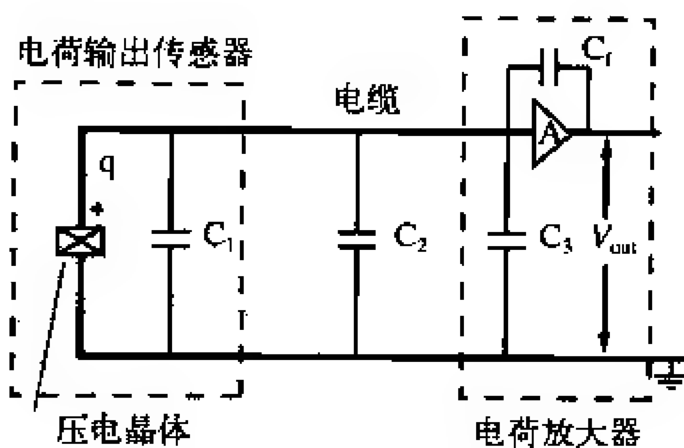


图5-2-5 实验室式电荷放大系统

由于电荷型加速度计产生的输出信号具有高阻抗特性，因此必须采取一些重要的预防措施。正如上面所注意到的，必须始终注意电缆中运动引起的噪声（摩电噪声），并采用专门的电缆来加以克服。另外，必须始终使加速度计、电缆和连接器具有较高的绝缘电阻。为了确保较高的绝缘电阻，所有元件必须保持干燥和清洁。这将有助于减小与噪声或信号漂移相关的潜在问题。

3. 压电敏感材料

在加速度计的设计中，主要有两类压电材料，即石英和多晶陶瓷。石英是一种自然晶体，而陶瓷则是人造晶体。各种材料都具有一定的优势，所以材料的选择取决于加速度计所期望的特定性能。

石英以其执行精确测量任务的能力而著称，而且在时间和频率测量的日常应用中非常普遍。其应用实例包括从手表和无线电装置到计算机和家用电器。加速度计也可以受益于石英的这些独特特性。由于石英是天然压电的，它不需要松弛到一个可选状态，因此它被认为是所有压电材料中最稳定的一种。这个重要特点使石英加速度计具有长期稳定性和重复性。另外，石英不会产生热电效应（温度变化引起一定的输出），这使得在热环境中也能保持其稳定性。由于石英的电容值很低，与大多数陶瓷材料相比，其电压灵敏度相对较高，这使得它成为电压放大系统的理想选择。虽然如此，石英的电荷灵敏度却比较低，这限制了它在电荷放大系统（其固有特点之一是低噪声）中的应用。

根据特殊应用的需求，加速度计可以采用多种陶瓷材料。所有的陶瓷材料都是人造的，并通过一个极化过程处理使它具有压电特性。该过程（称为极化，poling）将材料暴露在一个高强度的电场中，使电偶极子往同一方向排列，从而使材料具有压电特性。如果陶瓷所处的温度超出其量程，或者电场过大，那么其压电特性就可能彻底改变。陶瓷可以分为几种类型。首先是高电压灵敏度的陶瓷，它们可用于具有内部集成电压放大电路的加速度计。其次是高电荷灵敏度的陶瓷，它们可用于温度范围达400°F（205°C）的电荷型传感器。此类晶体也用于使用内部集成电荷放大电路的加速度计，以获得较大的输出信号和较高的分辨率。最后是高温压电陶瓷，它们用于温度范围超过1 000°F（537°C）的电荷型加速度计，可以对发动机歧管和过热的涡轮进行监控。

4. 压电加速度计的结构

很多机械结构都可以实现压电式加速度计的转换原理。这些结构是根据被加速质量的惯性力作用在压电材料上的特性来定义的。目前存在三种主要的结构：剪切式、弯曲式和压缩式。剪切式和弯曲式是最常见的，而压缩式比较少用到。尽管如此，这里还是把它作为一种可选的结构。

（1）剪切式

剪切式加速度计（图5-2-6）设计成结合式或“三明治”式，其敏感材料置于中心柱与质量块之间。采用一个压缩环或螺栓来提供一定的预压力，这是保持刚性线性结构所必需的。加速时，质量块使一个剪切应力作用到敏感材料上。该应力使压电材料产生

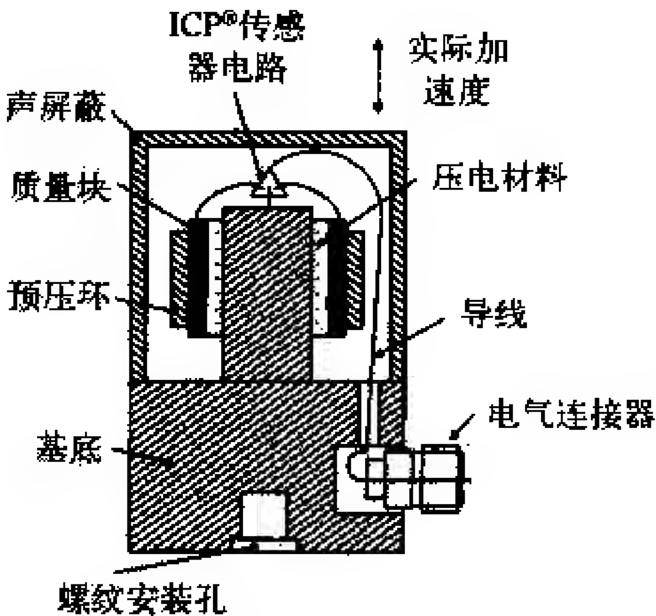


图5-2-6 剪切式加速度计

一个成比例的输出。之后，该输出由电极控制，并通过轻质导线传输到ICP®传感器的内置信号调理电路或直接传输到电荷型传感器的接线端。通过将敏感晶体与基底和基座隔离，剪切式加速度计可以在抑制热瞬变效应和基底弯曲效应方面具有很好的性能。另外，剪力的几何特性也有助于实现小尺寸，这将得到更高的频率响应，同时减小质量负荷对测试结构的影响。这些理想特性组合在一起，使得剪切式加速度计具有最佳的性能。

(2) 弯曲式

弯曲式设计利用了对梁的形状敏感的晶体，该晶体在加速时会产生应变。该晶体可以粘贴在一根载梁上，当加速时该载梁会使应变增加。弯曲式设计可以以更低的成本实现较小的外形和较轻的设计。对横向运动不敏感是该设计的一个固有特性。通常，弯曲梁设计非常适合于低频、低重力加速度（g）的应用，比如那些在结构测试中可能遇到的应用。如图5-2-7所示。

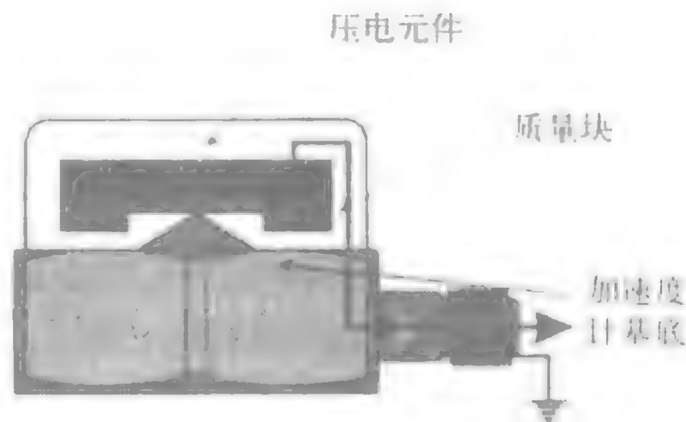


图5-2-7　弯曲式加速度计

(3) 压缩式

压缩式加速度计（图5-2-8）是具有很高刚度的简单结构。它们是传统或历史上加速度计设计的代表。

垂直压缩式设计中，压电晶体位于质量块和刚性安装基底之间。预压螺栓或螺钉用于保护敏感元件免受安装基底的破坏。当传感器加速时，质量块使作用到晶体上的压缩力增加或减少，从而产生一个成比例的电气输出结果。质量块的质量越大，压力也越大，因此输出也越大。

该设计通常是非常坚固的，能够承受很高重力加速度的冲击。然而，由于敏感晶体与外部安装基底密切接触，垂直压缩式设计往往对基底弯曲（应变）更为敏感。另外，内部结构沿敏感轴的扩张和收缩也使加速度计更容易受到热瞬变效应的影响。当用于薄金属片结构或低频时的热不稳定环境（比如户外或靠近风扇和吹风机）时，这些效应将产生不正确的输出信号。

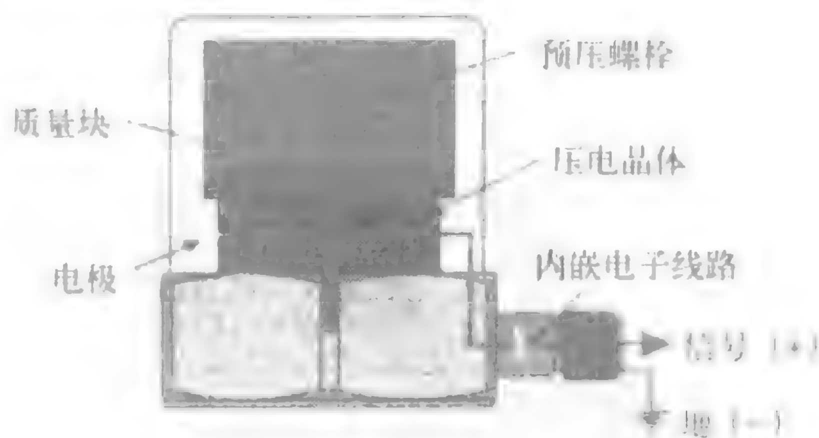


图5-2-8　压缩式加速度计

5.2.2　压阻式加速度计

单晶硅也常用于制造加速度计。它是一种各向异性的材料，其原子位于具有几个对称轴的晶格中。硅中任意平面的方向均由其米勒指数（Miller indice）决定。20世纪60年代最早制造的压阻式传感器采用由轻质掺杂结晶制造的硅应变计制造而成。

这些结晶被切片成小棒状或模式。米勒指数根据硅的晶体轴对这些棒状或模式的方向进行配置。这些棒状或模式通常直接粘贴在加速度计挠曲的一个凹槽或插槽上。图5-2-9给出了一个安装在梁上的短而窄的有源元件。大的衬底是为散热而采用的，而且还便于电气和机械连接。当梁往任意方向弯曲时，相对短的网状物可以避免压缩时圆柱状梁的不稳定。随后，应变计以惠斯登电桥的结构相互连接。应变计配置成电桥方式也表明了压阻式加速度计可以具有恒定响应（例如，它们能够响应稳态的加速度）。

自从20世纪70年代后期开始，我们见证了微传感器向市场化的不断演变过程。微传感器的制作过程涉及许多技术。该制作过程中发生的一系列事件有：单晶硅生长；结晶被休整、切片并清洁；在沉淀膜的控制下，将掺杂剂扩散到晶片的表面区域；光刻工艺，包括在显影过程中定义的地方对膜进行蚀刻以及之后去除光刻胶；用各向同性和各向异性的湿化学物质来塑造机械微结构。微结构上产生的压力分布和掺杂剂都可以控制硅的压阻系数。

晶体内不同被控面之间的电气连接和结合区都通过薄膜金属化来提供。之后，晶片被分离成独立的晶粒。这些晶粒通过不同方法黏结到传感器的基座上，并用引线将金属衬垫连接到传感器基座的金属接线端上。有一点非常重要，即由于应变计直接扩散到挠曲，因此以该方式制造的压阻式加速度计的硅既是弯曲元件又是转换元件。图5-2-10和图5-2-11给出了该制作过程的典型结果。

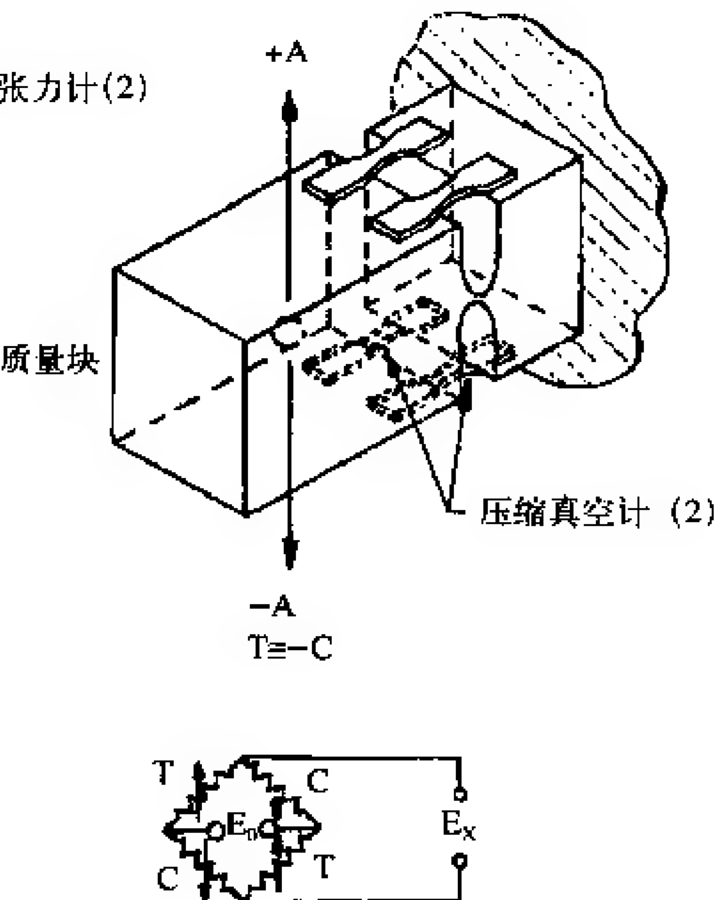


图5-2-9 粘贴在金属梁加速度计挠曲上的硅锭电阻

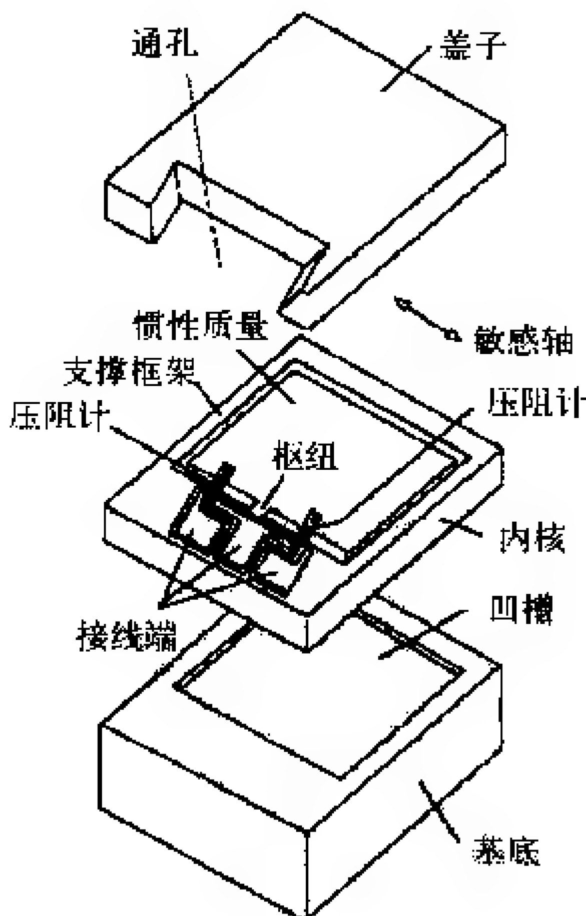


图5-2-10 MEMS压阻加速度计的挠曲

以该方式构建的加速度计具有一定的优势，包括具有较高的倔强系数、能够产生对其频率响应进行优化的较高谐振频率（ω）。它之所以具有较高的谐振频率，是因为硅的模量与密度之比的平方根（反映动态性能的指标）比铁的要高。其他优势是小型化、信号幅值大（半导体应变计的测量系数是金属应变计的25~50倍）、线性度好以及稳定性有所改善。如果采取适当的温度补偿措施，压阻式加速度计可以在−65~+250°F的温度范围内工作。采用当前技术，其他类型的压阻式传感器（压力计）可以在高达1 000°F的温度下工作。



图5-2-11 多重MEMS加速度计的挠曲，其惠斯登电桥结构中包含分布式和金属的压阻计

5.2.3 电容性加速度计

电容性加速度计的工作原理与压阻式加速度计相似，它们都是测量电桥的变化。但是，与压阻式加速度计测量电阻的变化不同，电容性加速度计测量的是电容的变化。其敏感元件由两个差分模式的平行板电容组成。这些电容工作于电桥结构，并依靠一个载波调制器电路或等效电路来产生一个与加速度成正比的电气输出。

当前存在几种不同类型的电容性元件，其中一种利用一个金属敏感膜片和氧化铝电容板，如图5-2-12所示。两个固定的电容板将该膜片夹在中间，从而得到两个电容，每个电容都由一个固定板和共享作为活动板的膜片组成。

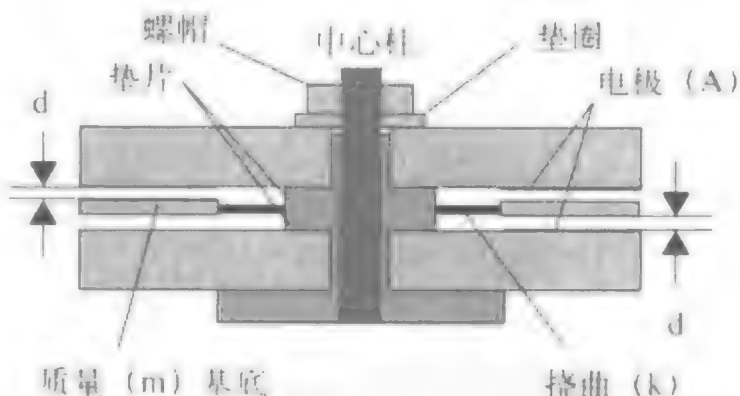


图5-2-12 电容式传感器的元件构成

当该元件放置在地球重力场上，或由于测试结构的振动而引起加速时，弹簧−质量系统将感知到一个力。这个力与弹簧−质量系统的质量成正比，并且服从牛顿第二运动定律。

$$F = ma \tag{5-2-1}$$

其中，F=作用在弹簧−质量系统上的惯性力，m=弹簧−质量系统的分布质量，a=敏感元件的加速度。

因此，根据弹簧方程，弹簧−质量系统的形变是线性的。

$$X = F/k \tag{5-2-1}$$

其中，X=弹簧−质量系统的形变量，k=弹簧−质量系统的倔强系数。

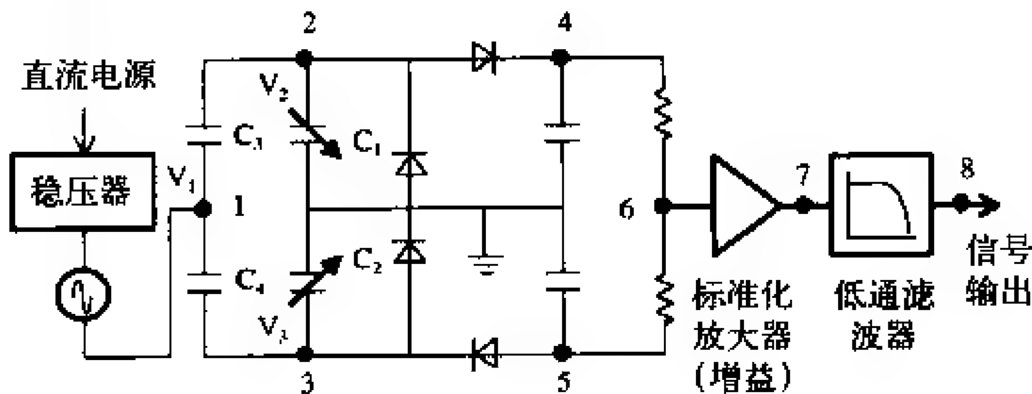
弹簧–质量系统产生的形变使电极与弹簧–质量系统的距离发生变化。根据式(5-2-3)，该变化将直接影响各对电容之间的间隙。

$$C_2 = A_E\,[\varepsilon/(d+X)] \text{ 和}$$
$$C_2 = A_E\,[\varepsilon/(d-X)] \quad (5\text{-}2\text{-}3)$$

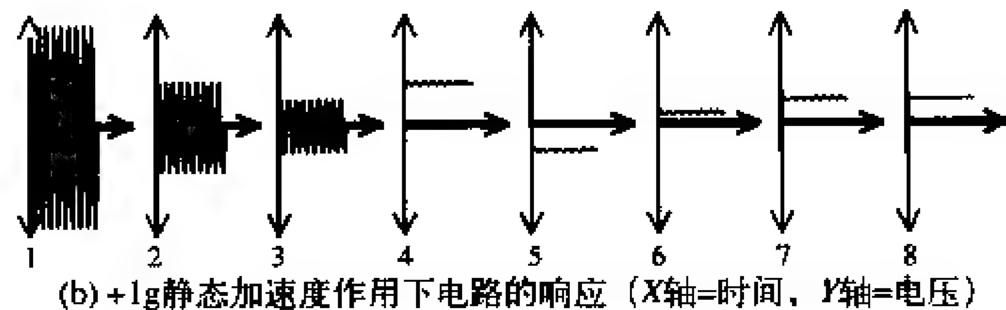
其中，C=元件的电容值，A_E=电极的表面积，ε=空气的介电常数，d=弹簧–质量系统与电极之间的距离。

要正确使用电容式加速度计还需要有一个内部集成的电子线路。在最简单的情况下，内部集成电子线路主要具备两个功能：①使得电容的变化可用于测量静态和动态事件。②将电容变化转换成与读取仪器兼容的可用电压信号。

图5-2-13给出了一个典型的电路，以图形的方式描述了静态被测变量输入时该电路在时域中的工作原理。



(a) 电路原理图



(b) +1g静态加速度作用下电路的响应（X轴=时间，Y轴=电压）

图5-2-13 电容式加速度计内部集成电路的工作原理

下面从起点到输出端对该电路进行说明，同时也描述了该电路的工作原理。

首先，电源电压经过一个稳压器，由稳压器来为电路提供一个校准的直流电压。该器件保证了内部集成电路在一个“洁净”的激励下工作，并使内部集成振荡器的幅值保持不变（通常工作于大于1MHz的频率）。通过使振荡器信号的幅值保持不变，器件的输出灵敏度也保持不变，且与电源电压无关。其次，振荡器信号直接引入到图5-2-13a所示点1处的电容电桥上。然后分离，并沿电桥的各个臂传输（各个臂均是一个分压网络）。分压网络使振荡器信号的变化直接与C2和C4电容的变化成正比（在电气上，C2和C4代表机械敏感元件）。点2和点3是幅值经过调制后的信号。最后，为了对这些信号进行“解调”，将它们送往点4和点5所在的校正/峰值提取网络，然后在

点6处进行求和。其结果是，电信号正比于物理输入量。

此时已经足以实现该电路。然而，通常还需要增加一些额外的特性来增强其性能。在此情况下，又引入了一个“标准化”放大器。它通常用于对器件的灵敏度进行微调，使其落在一个更严格的公差内。在该示例中，点7描述了我们如何使用该放大器来获得两倍的信号。最后采用一个低通滤波器来消除所有的高频振铃或载波频率的残留影响。

如果在压阻式加速度计中，硅可以用化学方法制造并加工成转换元件，那么在电容式加速度计中硅也一样可以用化学方法制造并加工成转换元件。事实上，可以在电容式加速度计中使用MEMS技术。图5-2-14描述了一个电容变化的MEMS元件，以及它与加速度计的结合。与前面描述的金属膜式加速度计一样，加速度的检测需要一对电容元件和一个挠曲。惯性加速度力带来的微小形变将使电容发生变化，而敏感元件则感知该电容变化。硅的单晶特性、机械接点的消除，以及用化学方法实现机械限位的能力给我们带来了具有高度超量程能力的传感器。与前面描述的金属膜式加速度计一样，如果采用气体而不是硅油作为阻尼介质，那么其阻尼特性可以在很宽的温度范围内都大大增强。当质量块移动时，中心质量块上的一连串凹槽和洞通过该结构对气体进行压缩。相对于硅油来说，气体的热粘性变化要小。现在，电容式MEMS加速度计可以在几百个g的加速度和1kHz的频率下工作。MEMS技术也减小了加速度计的尺寸。

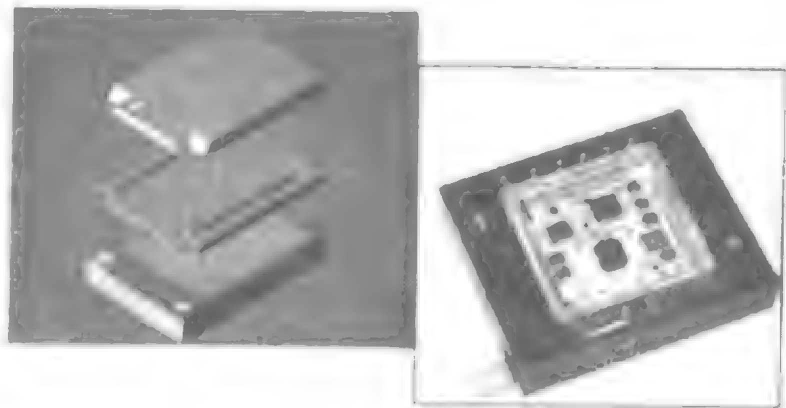


图5-2-14　MEMS电容板及去掉质盖的完整加速度计

大多数电容式加速度计都包含内部集成电子线路，它们将信号注入元件，使电桥完整并对信号进行调理。大多数电容式传感器都只能使用一个标准电压源或电池来为加速度计提供合适的激励。

电容式加速度计的主要优点之一就是可以以承受较高冲击等级（通常是5 000g或更大）的能力来测量低等级（小于2g）和低频（低至直流）加速度。电容式传感器的缺点包括具有有限的高频范围，以及与相当的压电器件相比具有较大的相移和较高的本底噪声。

5.2.4　伺服式或力平衡式加速度计

到现在为止，我们所描述的加速度计都是“开环”加速度计。质量块的形变与加速度成正比，且采用压电、压阻或可变电容技术进行直接测量。与该质量块位移相关联的是一些由挠曲非线性引起的微小但有限的误差。伺服式加速度计则是“闭环”器件。它们使摆片质量的内部形变保持在极低值。质量块保持在“平衡”模式，

且几乎消除了非线性引起的误差。挠曲系统可以是线性的，也可以是扭摆式的（在电气上，C2和C4代表机械敏感元件的两个相对面）。电磁力与反馈电流成正比，且使质量块保持在归零位置。当质量块试图移动时，电容式传感器通常会检测到它的运动。伺服电路对与偏离该电容传感器的误差信号进行驱动，并通过一个线圈发送一个电流，从而产生一个与加速度成正比的力矩，并使质量块保持在捕获或归零模式。伺服式或“闭环”加速度计的成本是“开环加速度计”成本的10倍。它们的测量范围通常小于50g，而且它们的精度足够大，以至于可以用于导航系统。对导航来说，三轴伺服加速度计通常与三轴速率陀螺结合，并通过热稳且机械隔离的封装作为一个惯性测量单元（IMU）。该IMU可以实现空间导航所需要的六自由度测量。图5-2-15给出了伺服式加速度计的工作原理。它们可以测量低至直流（0Hz）的频率，但通常不用于测量高频响应。

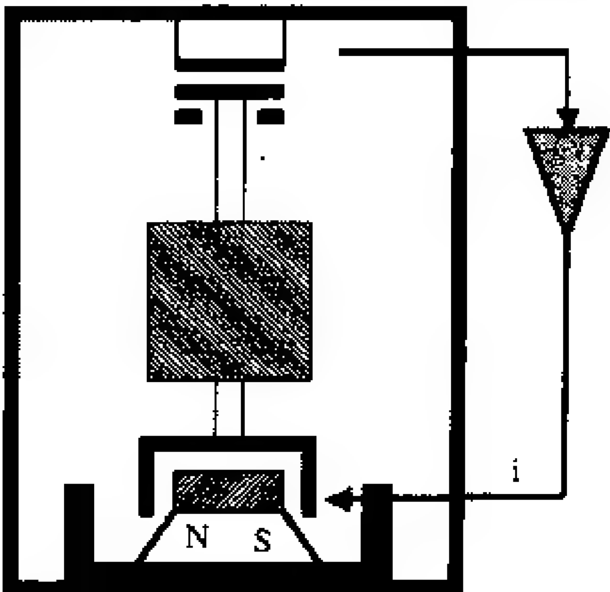


图5-2-15 伺服式加速度计的典型结构

5.3 加速度计的选型和说明

表5-3-1总结了不同类型加速度计的优缺点及其典型应用。

表5-3-1 加速度计类型的比较

加速度计类型	优 势	局 限 性	典型应用
IEPE压电式加速度计	动态范围宽，可承受频率范围宽（高冲击保护），低成本激励，恒流源，固定输出，对EMI和射频干扰不敏感，可以实现小尺寸，不需要针对其安装技术对操作员进行专业培训，传感器内部密封有高阻抗电路，无噪声增加的长导线驱动，可在许多具有内部恒流输入的数据采集系统上使用，可应用于滑环，单通道系统成本更低	温度范围有限，最大温度为175°C（350°F） 低频响应由传感器内部决定 内部集成放大器与传感器元件处于相同的测试环境	模型分析 NVH 发动机NVH 飞行试验 车身工程测试 低温应用 Drop试验 大地振动测试 HALT/HASS 地震测试 噪声测试（Squeak and rattle） 头盔和运动装备测试 振动隔离与控制

（续）

加速度计类型	优势	局限性	典型应用
电荷型压电式加速度计	工作范围高达700°C，动态范围宽，频率范围宽，高冲击保护，输出灵活，部件更少设计更简单，电荷转换器的电子线路通常远离测试环境而处于周围条件	需要更为注意安装和维护 必须使高阻抗电路保持清洁和干燥 长导线的电容性负载将使本底噪声增加 由电荷放大器提供激励，非常复杂和昂贵 需要使用特殊的低噪电缆	喷气式发动机 高温应用 汽管 涡轮机械 蒸汽轮机 排气装置 刹车
压阻式加速度计	直流响应 小尺寸	冲击保护较低 动态范围更小	碰撞测试 飞行测试 冲击测试
电容式加速度计	直流响应 分辨率比压阻式加速度计更高	频率范围 普通分辨率	乘坐质量 乘坐仿真 桥路测试 颤振 气囊传感器 警报
伺服式加速度计	灵敏度高 对于低等级低频测量具有最高的精度	频率范围有限 成本高 脆弱，较低的冲击保护	导引 需要较小或无直流基线漂移的应用

表5-3-2列出了不同传感器类型的一些典型特性。

表5-3-2 不同传感器类型的几种典型特性列表

加速度计类型	频率范围	灵敏度	测量范围	动态范围	尺寸/重量
IEPE压电式加速度计	0.5~50 000Hz	0.05mV/g~10V/g	0.000001~100 000g's	~120dB	0.2~200+g
电荷型压电式加速度计	0.5~50 000Hz	0.01~100pC/g	0.00001~100 000g's	~110dB	0.14~200+g
压阻式加速度计	0~10 000Hz	0.0001~10mV/g	0.001~100 000g's	~80dB	1~100g
电容式加速度计	0~1 000Hz	10mV/g~1V/g	0.00005~1000g's	~90dB	10~100g
伺服式加速度计	0~100Hz	1~10V/g	<0.000001~10g's	~120dB	>50g

为了针对某项应用选择最合适的加速度计，必须考虑多个因素。首先，需要确定所需要的传感器响应类型。加速度计的三个基本的功能类是IEPE、电荷型和直流响应。前两类加速度计（IEPE和电荷型加速度计）最适合于测量0.5Hz及以上的频率。

由于IEPE具有成本低、易于使用和低阻抗特性等优点，因此它是一种很普遍的选择；而电荷型则在高温应用中特别有用。各种设计都有它们的优势。

当考虑匀加速度时，与倾角测量或小于1Hz的甚低频测量所需要的一样，电容式或压阻式加速度计是一个较好的选择。这两种加速度计类型都是为实现真正的0Hz直流响应而设计的。这些传感器可能包含内部集成信号调理电路和一个稳压器，以便由一个5~30V的直流电源提供激励。有些制造商还提供偏置调整，用来对传感器固有的所有直流电压失调进行归零。电容式加速度计通常能够测量更小的加速度等级。

一旦加速度计的功能或响应类型确定后，就可以用一些最基本的标准来缩小搜索范围，这些标准包括：灵敏度、幅值、频率范围和温度范围。冲击和振动加速度计的灵敏度通常以毫伏/重力加速度（mV/g）或皮库仑/重力加速度（pC/g）的形式进行说明。该灵敏度指标与可测最大幅值成反比。因此，灵敏度高的传感器将具有更低的最大可测峰值幅值范围。将要测量的最小和最大频率范围也能提供选型过程所需要的珍贵信息。加速度计选型中的另一个重要因素是温度范围。不仅要考虑传感器工作时所处的环境温度，还要考虑存储加速度计的环境温度。对于需要高温度范围指标的应用，可以采用耐高温的特殊设计。

每一个传感器都具有固有特性，这也将引起噪声。宽带分辨率是信号能够在指定频段内被检测到所需要的最小幅值。如果着眼于测量非常小的幅值，比如地震中的应用，那么低频频谱噪声可能更为重要。

在某些应用中，物理特性非常重要。必须考虑加速度计的尺寸和重量。我们并不希望将一个大或笨重的加速度计放在一个小或轻质的结构中。这叫作“质量负荷”。质量负荷将影响结果的精度并使数据产生偏差。可供加速度计安装的面积也限制了加速度计的选型。存在三轴加速度计，且可以用它来同时测量三轴方向的加速度。老式的设计需要三个独立的加速度计来完成同样的功能，从而增加了重量并需要额外的空间。

必须考虑加速度计所处的工作环境。对于那些将在污染、潮湿或过高湿度等级环境中工作的应用，可以使用密封设计。也存在可供选择的连接器。为了便于布线，传感器可以通过侧面连接或顶部连接。有的模型则提供完整的电缆。可以证实，具有现场可维修电缆连接的传感器在恶劣环境中将具有重大的价值。

加速度计的安装方式对选型过程也有影响。大多数制造商都提供多种可供选择的安装方式。加速度计可以螺栓安装、黏合剂安装或磁性安装。螺栓安装具有最好的刚度和最高的精度，而黏合剂安装和磁性安装方法具有灵活性且很容易拆卸。

现在，加速度计的种类有很多。大多数应用都可以选择多种加速度。为了选择最合适的加速度计，最好的方法是联系加速度计的制造商，并与他们讨论应用事宜。制造商有经过专门训练的应用工程师，他们可以帮助你选择最适合应用的传感器。

5.4 适用标准

为了验证加速度计的性能，传感器制造商会对传感器的各种特性进行测试。该

校准程序对制造商和终端用户都有用。终端用户可以通过校准证书来确定加速度计的精确性能特征。制造商使用该校准程序来提供可追溯性，并用于确定产品是否满足指标要求，是装货还是拒绝。它可视为一种内部的质量控制功能。对制造商和用户来说，它都具有保障和信任的意味。

然而，我们必须明白，并非所有校准都是一样的。有的校准报告可能包含“标称”或“典型”等术语，或者甚至缺乏可追溯性或通过认证的标志。通过使用“标称”或“典型”等词语，制造商并不需要这些指标满足一个明确的公差。这有助于制造商获得更多可出售产品，同时也相应减少了废品的数量，因为被测指标越少意味着被拒绝的产品也越少。尽管这为制造商带来了额外的利润，但却不利于终端用户。用户必须比那些眩目的证书和漂亮的图表看得更远，以确保包含在制造商提供的每个校准证书里的实际被测数据的完备性。

由于不同制造商的校准技术和外部校准服务都不一致，测试工程师提出了一些标准用来提高产品以及他们所获证书的质量。MIL-STD-45662就是用于详细定义测试过程中的校准系统、校准过程和校准成分，以及提交给政府的产品可追溯性。美国国家标准协会（ANSI）则提出了自己的规范，即ANSI/NCSL Z540-1-1994。该ANSI标准和国际标准组织（ISO）10012-1一起被军方批准为取代被取消的MIL标准的选择。ANSI Z540-1和ISO 17025要求对验证测量过程的不确定分析进行文档化和详细说明。尽管ANSI和ISO规范更为普遍，且MIL标准已经于1995年取消，但MIL标准还仍然偶尔被引用。

几年前，美国国家标准局（NBS）意识到校准报告和技术的不一致性，并针对制造商开发了一个项目用来获取认证和一致性。1988年，美国国家标准和技术协会（NIST）取代NBS成为加速度计校准审批的权威。其他一些机构的认可也得到国际上的默认。德国的Physikalisch-Technische Bundesanstalt（PTB）和英国的United Kingdom Accreditation Service（UKAS）也是提供此类服务的常见机构。为了获得NIST或PTB（或同时两者）的认证，制造商可以将经过他们反复测试的传感器样本送往NIST或PTB，以得到这些机构的信任和批准。

国际标准化组织也开始制定它自己的标准。最初的ISO标准集中于校准传感器的文档化。ISO 10012-1处理MIL-45662规范，将精度标准添加进文档中。ISO 17025则集中于机构或实验室所进行的校准工作的可追溯性和可说明性，适合于一整套的标准。加速度计用户应当关注的ISO标准包括

ISO 9001——设计、开发和生产中的质量保证系统。

ISO 10012-1——经营管理系统中的测量标准。

ISO 16063-21——振动和冲击传感器的校准方法。

ISO 17025——对测试和校准实验室的能力的一般要求。

RP-DTE011.1——冲击和振动传感器的选型、环境科学协会。

如今，只要证书上的数据完备，终端用户就可以放心购买具有可追踪证书的传感器，因为这些证书符合NIST、PTB、ANSI、ISO和A2LA设立的标准。好的制造商

会涉及多数的上述机构（如果不是全部的话）。

5.5 接口与设计

在处理加速度计安装时的一个考虑是安装方法对可用频率响应的精度的影响。在大多数情况下，加速度计的工作频率范围是由直接将测试传感器以螺栓安装的方式可靠连接到参考标准加速度计上来确定的。通过螺栓安装到一个平滑表面的直接连接方式通常将产生最高的机械谐振频率，并因此获得最宽的可用频率范围。添加到加速度计上的任何质量，如黏合剂或磁性安装基底，都将降低测量系统的谐振频率，同时影响其精度并限制加速度计的可用频率范围。另外，适应性材料，如橡胶接口衬垫，也将因为对高频传输进行隔离和衰减而产生一种机械滤波效应。下面对安装方法进行总结。

5.5.1 螺栓安装

对于持久性安装，我们希望加速度计可靠地连接到测试结构上，此时，推荐采用螺栓安装。首先，根据制造商提供的指标，在测试对象上加工出一个至少是传感器基底尺寸大小的平滑平面。为了得到最好的测量结果（特别是在高频时），在安装加速度计的地方用机器加工出一个平滑且平坦的表面是非常重要的。必须根据加速度计制造商的指标钻安装孔并攻螺纹。没对准或不正确的螺纹不仅将造成数据错误，还将损坏加速度计。应当始终采用制造商的推荐扭矩（它通过校准过的转矩扳手进行测量）。

5.5.2 黏合剂安装

有时，用螺栓或螺钉进行安装是不现实的。对于这样的情况，黏合剂安装是一种可供选择的安装方法。推荐使用独立的黏合剂安装基底，以防止黏合剂损坏加速度计的基底或阻塞安装螺纹（微型加速度计具有集成的螺栓，它不需要扁平基底）。大多数黏合剂安装基底都提供了电气隔离，这将消除潜在的噪声拾取和地环问题。推荐的黏合剂类型取决于特定的应用。蜡（wax）提供了一种在室温下使用的非常方便且很容易去除的方法。双组分环氧树脂胶（two-part epoxies）则具有很高的硬度，可维持高频响应和持久安装。

5.5.3 磁性安装

磁性安装基底提供了连接到磁性表面的一种非常方便的临时性连接。具有很高拉拔强度的磁体能够产生最好的高频响应。楔型双轨磁性基底通常用于曲面安装，如电机、压缩机气缸和管道。然而，双轨磁体通常将显著降低加速度计的工作频率范围。为了得到最好的结果，磁性基底应当连接到一个光滑的平面。

5.5.4 探针

当其他安装方法都不现实，且需要评估某个结构的相对振动特性以确定加速度计的最佳安装位置时，手持式振动探测仪或加速度计探针将非常有用。由于探针在使用时存在大量的不一致性，因此不推荐将探针用于一般的测量应用。手部压力的方向和大小也会带来一些变数，这将影响测量精度。该方法通常只用于频率小于1 000Hz的场合。

图5-5-1对采用前面提到的不同安装方法的典型传感器的频率响应变化进行了归纳。

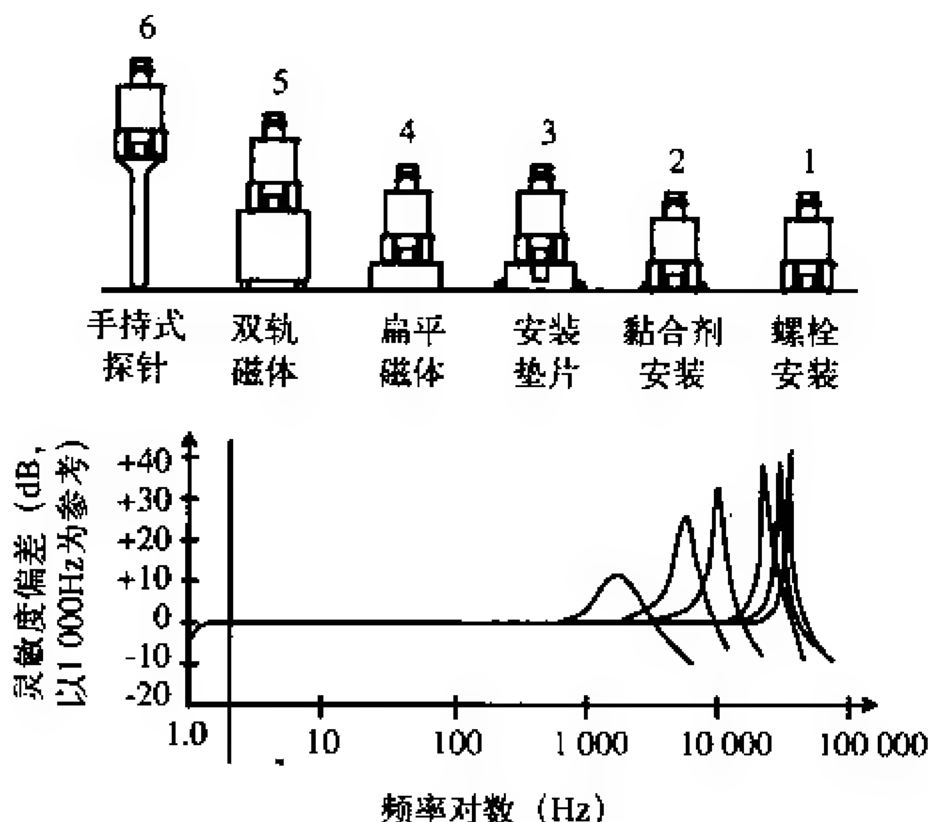


图5-5-1 不同加速度计安装方法的相对频率响应

5.5.5 接地隔离、大地噪声和接地回路

当在导电表面安装加速度计时，会因为大地噪声的拾取而产生一个电压。来自其他电气设备和机器（通过大地与该结构相连，如电机、泵、发电机等）的噪声会通过标准加速度计的基底进入测量信号的大地路径。当该传感器以一个不同于信号调理和读取设备的电压接地时，就会产生接地回路。通常，该现象将导致电流以线路工频波动（因此是谐波电流）、潜在的错误数据以及信号漂移。在此情况下，将加速度计与测试结构进行电气隔离或“漂浮”是明智之举。这可以通过几种方式来实现。大多数加速度计都具有集成的大地隔离基底。有的标准加速度计可能已经包含了这种特性，尽管其他加速度计只是把它作为一个可选项。使用隔离黏合剂安装基底、隔离安装螺栓、隔离基底以及其他绝缘材料（如磁性基底下面的纸张等），是有效的大地隔离方法。注意，添加大地隔离部件将降低加速度计的频率上限。

5.5.6 电缆及连接

电缆应当通过夹具、胶带或其他黏合剂可靠地固定到安装结构上，以尽量减小电缆移动和连接器应变（图5-5-2）。电缆移动将引入噪声，特别是在高阻抗信号路径上。该现象被称为摩电效应。另外，各电气连接器附近的电缆应变能够导致间歇性或断路的连接以及数据的损失。

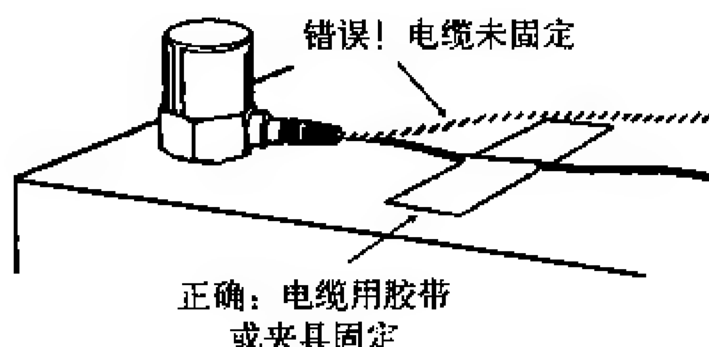


图5-5-2 减小加速度计的电缆应变

为了防止潜在的湿气和污垢污染，可以在电缆连接处使用RTV密封剂或热缩管。带热缩管的O型圈被证明是在水下短期使用时保护电气连接的一种有效密封方法。RTV密封剂通常仅用于保护电气连接免受化学药品泼溅或薄雾的影响。

5.5.7 最新进展和未来展望

制造商总是试图开发比以前模型更小和更轻的传感器封装。因为这可以减小质量负荷效应并给用户提供测试更小和更轻元件的能力。三轴设计变得越来越流行，而且制造商正在设计此产品的改进版本。一个三轴加速度计可以取代三个单轴加速度计。三轴加速度计可以在一个微小轻质便利的封装上用单个电缆组件来同时测量三个正交方向的振动。

加速度计和其他传感器类型中正逐步出现的一个标准是IEEE 1451智能传感器接口。该标准规定了将一个传感器接入网络的硬件和通信协议。IEEE P1451.4则规定了对内嵌于模拟测量传感器中的非易失性存储器进行编译和地址编码的体系结构和协议。具备这种内部集成数字存储器芯片的加速度计被称为TEDS加速度计。TEDS是Transducer Electronic Data Sheet（传感器电子数据表）的首字母缩写。TEDS使用户可以在很多通道的传感器中识别特定的传感器，或者很容易确定在多个位置的不同传感器的输出。TEDS可以给用户提供特定传感器的技术信息。例如，模型号、序列号、校准数据以及其他可以从TEDS兼容传感器中获得的技术规范。校准报告中的灵敏度指标可以由TEDS读取并加以补偿，因此数据采集系统或读出器可得到更精确的信息。

由于存在高温加速度计的需求，制造商已经在集中开发能够在极其恶劣环境中实施精确测量的新型设计。终端用户一直就有在特殊温度下（比标准加速度计所规定的温度更冷或更热）工作的传感器需求。只要用户提出新的独特的应用，制造商就会想方设法设计出产品来满足他们的需求。

在接下来的十年里最有可能出现的最激动人心的进展是将A/D转换器直接置于加速度计内部。这将使加速度计具备数字输出功能。具有此类输出功能的增强加速度计可以具有诸如24位A/D转换器、无线传输、内置信号处理以及通过环球网进行访问等特点。

参考文献

1. C. M. Harris (ed), *Shock and Vibration Handbook 4th edition*, McGraw-Hill, New York, NY 10020, 1996.
2. K.G. McConnell, *Vibration Testing Theory and Practice*, John Wiley & Sons Inc, New York, NY 10158, 1995.
3. Institute of Environmental Sciences and Technology, RP-DTEO 11.1, *Shock and Vibration Transducer Selection.*

第6章 生物传感器

Young H. Lee和 Raj Mutharasan
Drexel大学化学工程系

6.1 概述

生物传感器=生物受体+传感器。生物传感器包含两个部分：生物受体和传感器。生物受体是用于识别目标分析物的生物分子，而传感器将该识别过程转化为一个可度量的信号。如图6-1-1所示，两个构成部分整合为一个传感器，这体现了生物传感器的独特性。在度量目标分析物时，这种组合往往不需要反应物（Davis等人，1995年）。例如，血液样本中葡萄糖浓度可以通过专门测量葡萄糖浓度的生物传感器直接测得，操作方法很简单，直接将传感器插入到样本中即可。这和通常使用的化验方法形成了鲜明的对比，因为化验方法需要很多样本制备的步骤并且每一步都需要一个反应物来对样本进行处理。由此可见，生物传感器的主要优势在于测量过程中不需要特定的试验技巧，操作简单并且测量速度快。

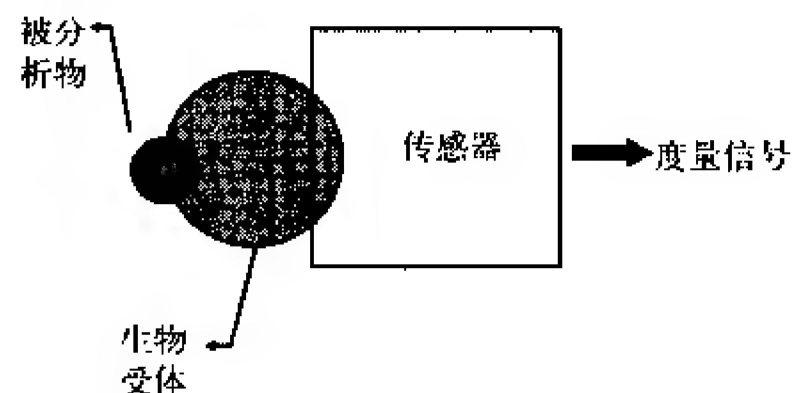


图6-1-1 生物传感器结构

酶是一个生物受体。当我们吃完东西（例如，汉堡包和法式炸薯条）后，食物会在我们体内经过多个反应过程（这些反应过程也可以称为分解代谢），最后被分解为小分子。这些小分子构成了我们身体的基本单元，如蛋白质等（这些合成反应过程也可以称为合成代谢）。上述分解代谢和合成代谢（两种代谢组合起来称为新陈代谢）的每一个反应都是由一个特定的酶来催化的。因此，**酶具有识别特定目标分子的能力**，如图6-1-2所示。这种生物识别能力完全可以用于生物传感器。除了酶以外，具有生物识别能力的分子（也就是生物受体）还包括抗体、核酸和受体。

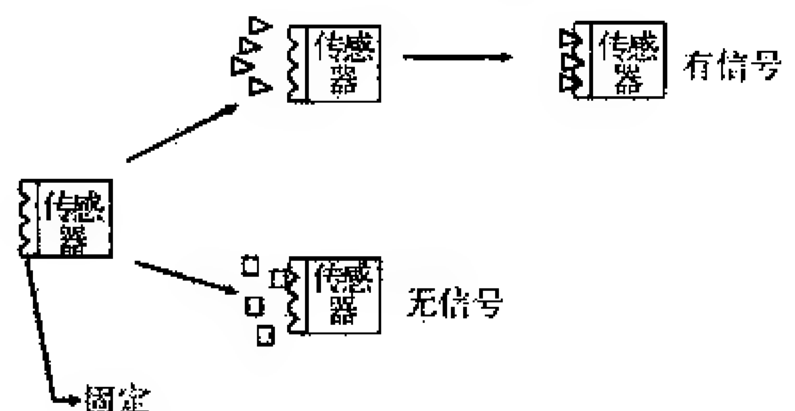


图6-1-2 生物传感器的特异性

生物受体的固定。制作生物传感器的一个主要任务是将生物受体固定在传感器

附近。实现该固定过程既可以采用物理滞留方法也可通过化学粘附方法。化学粘附方法通常选择适当的反应物使它与传感器表面共价结合。这是由Hermanson（1996年）提出的被广泛使用的生物受体固定方法。值得注意的是，该方法只需要微量的生物受体分子，并且可以重复使用。

传感器。传感器是一个能将生物识别过程转化为可度量信号的器件，如图6-1-3。该转化过程的一个比较典型的做法是测量生物受体中反应的改变。例如，葡萄糖氧化酶是葡萄糖生物传感器中的生物受体，它催化下列反应

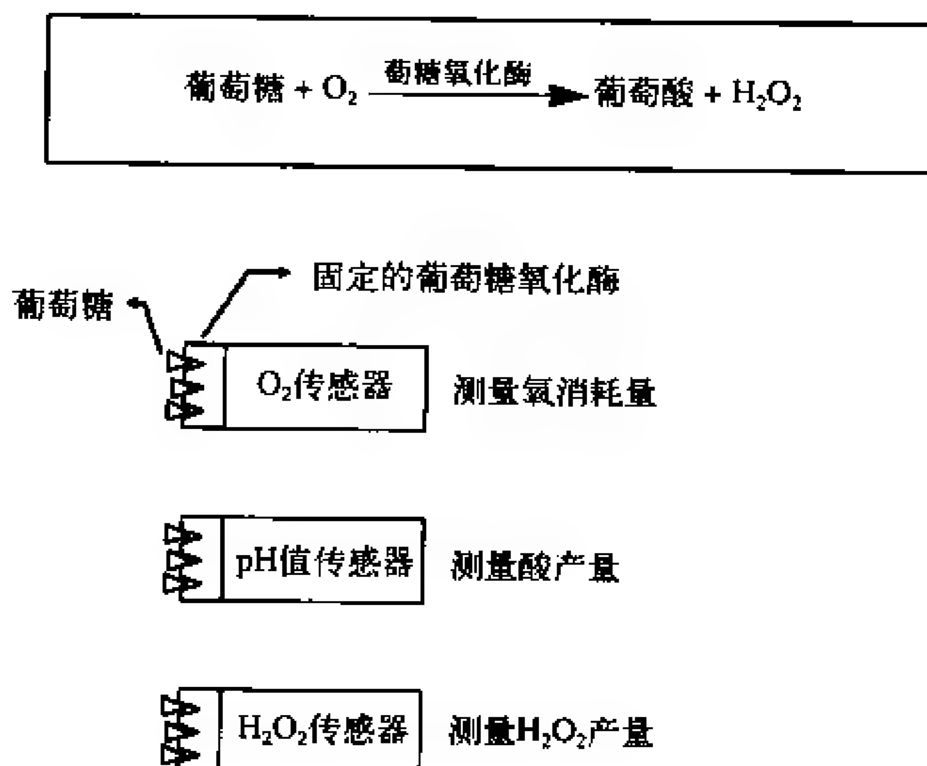


图6-1-3 葡萄糖测量中的三种可能的传感器

测量水溶剂中的葡萄糖，可以使用下面三种不同的传感器

① 测量氧浓度的氧传感器，氧浓度反映了葡萄糖反应的结果。

② 测量酸（葡萄酸）的pH值传感器，因为该酸是葡萄糖的反应产物。

③ 测量H_2O_2浓度的过氧化酶传感器，该产物浓度反映了葡萄糖反应的结果。

我们注意到，氧传感器是将氧浓度转换为电流的传感器，pH值传感器是将pH值变化转换为电压改变的传感器，过氧化酶传感器是将过氧化物浓度转化为电流的传感器。如果读者需要详细了解葡萄糖传感器技术，请阅读Wilkins和Atansov发表于1996年的综述，在这里我们就不再详细说明了。

生物传感器的特征。生物传感器可以通过八个参数进行描述

（1）敏感性：描述传感器对分析物浓度每单位变化的响应。

（2）选择性：表示传感器只对目标分析物响应的能力。这也是传感器设计的一个期望特征，也就是说，传感器不应对其他化学物质响应。

（3）范围：表示在传感器敏感性良好情况下的分析物可度量的浓度范围。有时也称为动态范围或线性度。

（4）响应时间：分析物浓度变化导致传感器需要一段时间才能达到最终响应，响应时间即为该传感器达到最终响应量的63%所需的时间。

（5）再现性：传感器输出能被捕捉到的准确性。

（6）检测极限：能获取可度量响应的最低分析物浓度。

（7）寿命：性能特征没有显著性降低的前提下传感器可以使用的最长时间。

（8）稳定性：描述传感器基本特征的变化，也就是一个固定时间段内敏感性的变化。

生物传感器设计中需要考虑的问题。一旦确定了目标分析物，设计一个生物传感器的主要任务包括以下几项。

（1）选择合适的生物受体（也称为识别分子）。

（2）选择合适的生物受体固定方法。

（3）选择和设计传感器，将结合反应变换为可度量信号。

（4）考虑可度量范围、线性度和将干扰降低到最小并使得敏感性得以加强的方法，设计生物传感器。

（5）将生物传感器封装成一个完整器件。

上面第一点需要生物化学和生物学知识，第二点和第三点需要化学、电化学和物理学知识，而第四点需要动力学和质量迁移的相关信息。当一个生物传感器被设计出来之后，人们还需要对它进行封装，以便于生产和使用。当前，生物传感器设计趋势是小型化和批量生产。随着制造成本的大幅降低，现代IC（集成电路，Integrated Circuit）制作技术和微机械加工技术越来越多地应用于生物传感器的制造中。因此，从上面的分析可知，成功设计生物传感器需要一个由不同学科研究人员构成的交叉学科研究团队。如表6-1-1所示。

表6-1-1 生物传感器设计的主要任务

•选择相应的生物识别物质
•选择化学固定方法
•选择和设计适当的传感器
•在考虑度量范围、线性性质和最小干扰等信息的基础上设计生物传感器
•将生物传感器包装为一个完整的单元

6.2 生物传感器的应用

6.2.1 健康护理

代谢物的度量。传感器技术发展的原动力来自健康护理领域。当前，人们普遍认为血液中的化学物质的测量尤为重要，这样可以更好地评估病人的新陈代谢状态。例如，在重症监护病房，通过对血液化学物质的观测可以了解病人不断变化的生化物质组成和水平，以便实施紧急的治疗措施。同样，对于轻微的病人，及时得到化

验结果也更有利于治疗。目前，有效的快速分析并没有被广泛使用。化验报告实际上是通过分析实验室来完成的：先收集离散的样本，然后统一送到实验室，再运用传统的分析技术进行分析。

潜在市场。生物传感器需求量越来越大，因为它既便宜又稳定，可以用于医务室、急诊室和手术室。不仅如此，病人自己（如糖尿病病人）也可以使用生物传感器监测临床状态。因此，生物传感器主要的市场在于那些需要及时化验的场所。如果考虑实验室仪器维护费用，那么从医院到家庭的整个分析应用领域，运用低价的生物传感设备无疑是非常理想的选择。

糖尿病。在人造胰腺的研究中，人们发明了最典型的并且经过广泛研究的闭环药物控制的方法。糖尿病病人部分或者完全缺乏胰岛素（一种由胰腺中β细胞产生的多肽激素），而胰岛素是摄取葡萄糖的关键物质。缺乏胰岛素分泌物会导致各种不同的代谢紊乱，例如血糖过高。当病人没有郎格罕氏岛（也就是胰岛）的胰岛素分泌物时，我们可以通过皮下注射提供胰岛素。然而，要做到良好的控制是非常困难的，高血糖症会常常发作。更严重的是，即使高血糖症只是偶尔发作，但是它会导致意识的削弱和因为间歇性葡萄糖缺乏导致的相关组织严重的长期并发症。

胰岛素治疗。对于具有胰岛素依赖性的糖尿病，人们找到了更好的治疗办法，发明了胰岛素连续释放的灌输系统（Hall等人，1991年）。然而，不管是什么胰岛素治疗方法，都必须经过与病人当前血糖水平信息对应的引证过程。该过程有三种可能的策略（如图6-2-1所示），其中前面两个依赖于独立的手动葡萄糖度量方法，而第三个是一种“闭环”系统，胰岛素的释放受到一个葡萄糖传感器输出信号的控制，而且该传感器整合了胰岛素注入器。对于前面提到的情况，葡萄糖的监测可以采用如下方式：使用色度测试条对手指血（finger-prick blood）样本进行分析，或者病人自己使用一个钢笔大小的电流计生物传感器进行测量。很明显，这些诊断工具必须是便携的，并且易于使用，不需要相关的专业知识，诊断结果容易解释。然而，即使传统的加强型胰岛素治疗方法具有实时监测葡萄糖水平的能力，它仍然需要每天给病人注射。而且，这样的开环方法并不能预测胰岛素的用量，因为病人的饮食和运动是变化的。例如，我们知道，在进餐60min之前，通过皮下注射提供葡萄糖对葡萄糖/胰岛素的使用效果是最好的。

人造胰腺。下面介绍一下闭环系统，该系统整合了葡萄糖测量过程，为一个预先设计好的胰岛素分配方案按照病人常规的需要提供反馈控制，因此它可以减少病人化验的次数，而且更让人满意的是，它减少了病人注射的次数。基本上，闭环系统变成了一个人造胰腺，其中的肝抗胰岛素物质控制策略通过一个可植入的葡萄糖传感器来实现。图6-2-2就是一种可植入的葡萄糖传感器（Turner等人，1990年）。很明显，这种传感器对于不同测量工具的要求是非常不同的，表6-2-1对这些要求进行了总结，其中主要的要求是延长使用寿命和生物适应性。

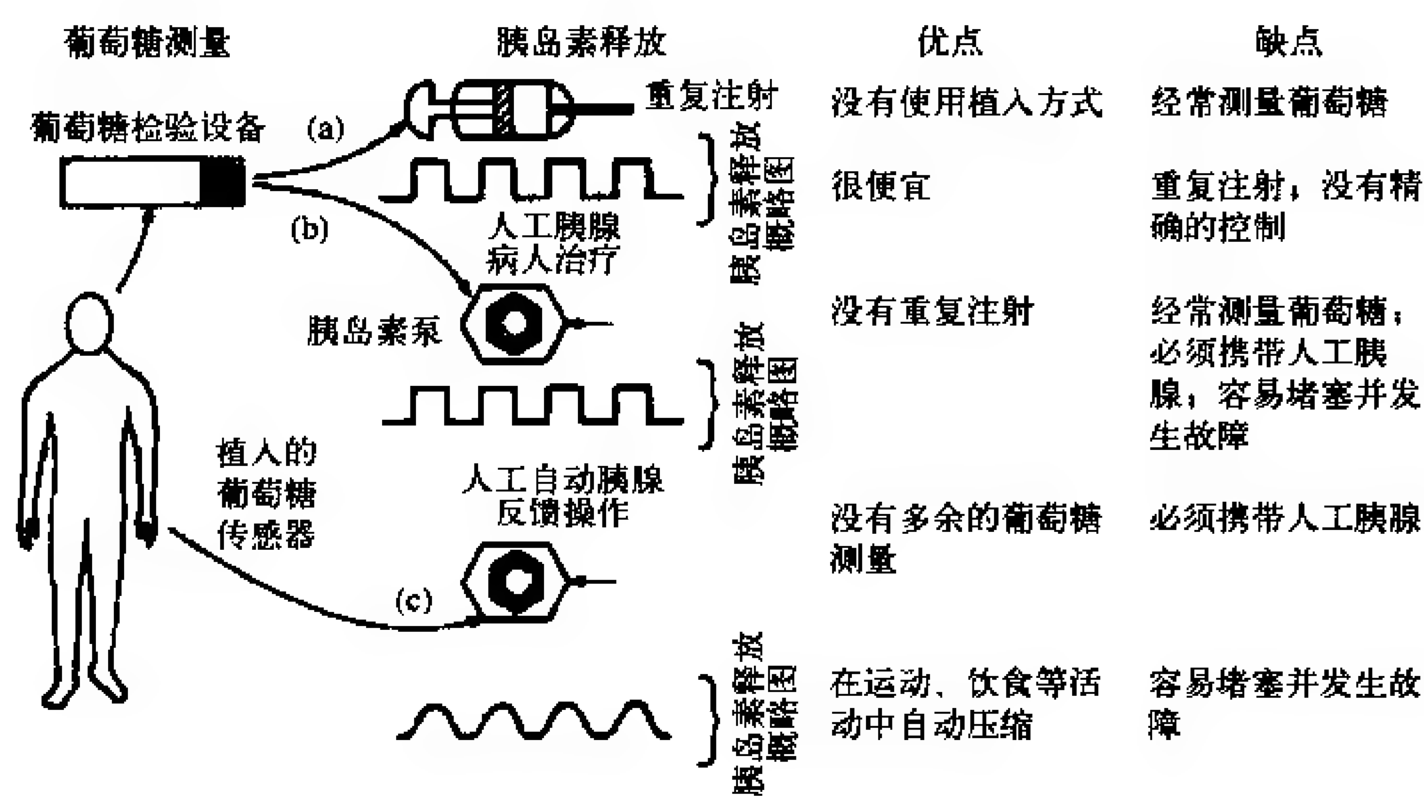


图6-2-1 胰岛素治疗图解（引自Hall，1991年）

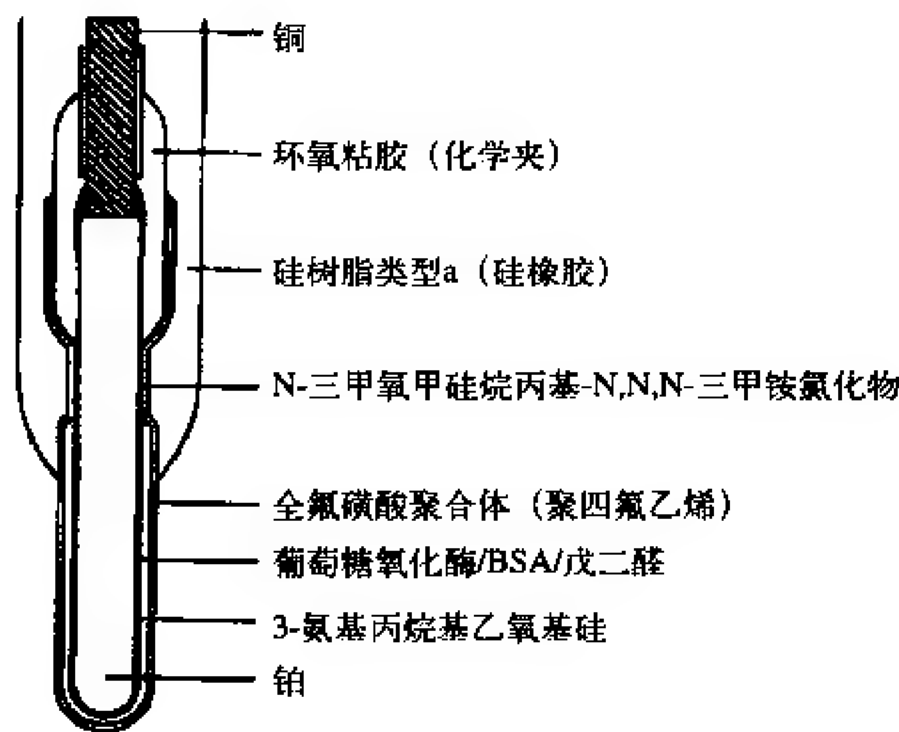


图6-2-2 可植入到所有血液中的葡萄糖电极的代表图（引自Turner，1990年）

表6-2-1 可植入葡萄糖传感器的各种要求

- 生物学范围0mM~20mM内呈现线性性质
- 对葡萄糖特异，也就是说不受血液中化学物质改变的影响
- 生物适应性
- 插入过程中导致最小的组织破坏
- 响应时间小于1min
- 延长使用寿命以年计算

6.2.2 工业过程控制

生物反应器控制。生物反应器通常用于培养重组细胞，产生具有治疗作用的蛋白质（例如胰岛素）。此类系统的产出依赖于生物反应器条件。对碳源、溶解氧和二氧化碳，以及发酵过程中的代谢产物进行实时监测可以优化反应物配比、提高产物产量，并降低反应过程成本和原料成本（Scheper等人，1996年）。当前，虽然确实存在包含自动系统反馈控制的实时监视器，但仍然只有少量的公共变量可以即时测量（如pH值、温度、二氧化碳和氧气等），这些变量通常又只是间接地与受控的生物活性相关。如果传感器能实时监测分子代谢活性，则可以适当地改变环境变量来增加反应的产量。分子状态闭环控制的优点很多，例如提高了产物产量和质量等。同样，传感器的缺点取决于细胞生理和发酵过程中闭环实时控制的使用限制。

6.2.3 军事和国家安全应用

军事应用中也存在快速分析需求。最近的中东军事冲突导致战地化学和生物战争智能体传感器快速地部署。很多传感器都是小型便携式的分析工具，人们称它为“量油计”（dipstick）。虽然它们是相当稳定的，但是它们在战地的性能也常常出现变化。因此，不需要维护的、稳定的传感器仍是战地一大需求。当前，战地联系工具和对战争智能体的遥控都在蓬勃发展中，应对恐怖袭击的分布式传感器和危险监测系统也正在研制中。

6.2.4 环境监测

环境保护局（Environmental Protection Agency，EPA）*对空气和水的监测*。EPA的环境监测和评估项目（Environmental Monitoring and Assessment Program，EMAP）的立项目的是，为全国生态资源的状态提供全面的报告，并预测这些资源状态的发展趋势。EPA常规监测包括城区和郊区的水和空气。最近几次常规监测中，国家安全局开始着力于监测城区，特别是人口聚集中心的环境，用以发现隐藏的恐怖组织。监测的主体是水或者空气，即使这样，目标分析物的种类还是很多。因此，在潜在污染或者恐怖活动的地点为特定目标分析物安装在线实时的监测和报警装置是比较令人满意的。通常的环境分析物是生物氧需求（Biological Oxygen Demand，缩写为BOD）、大气酸性和河水的pH值，还包括清洁剂、除草剂和排水以及河流中肥料浓度（Leonard等人，2003年）。生物传感器在环境监测中有很大的应用前景，并且将会产生深远的影响。尽管对一个特定分析物的探测原理可能会是相同的，但是实际使用的技术平台将取决于应用。例如，葡萄糖传感器在发酵桶中实时应用的需求与用于监测糖尿病病人的葡萄糖浓度的需求是截然不同的。定制满足应用需求的传感器通常是该技术发展中的一个非常重要的部分。用于环境监测的生物传感器细节部分请参见由Dennison和Turner发表于1995年、Wang等人发表于1997年的参考文献。

6.3 生物传感器的起源

酶电极。 Clark和Lyons在1962年首次提出生物传感器，当时提出的是"酶电极"的概念。如图6-3-1，在第一个酶电极中，氧化还原酶、葡萄糖氧化酶和铂金属电极在一个膜内构成三层结构。反应物通过反应产生过氧化氢，并使铂金属电极产生+0.6V的极化电压。本系统中主要的反应物是葡萄糖，反应方程式如下



$$\text{葡萄糖}+O_2 \xrightarrow{\text{葡萄糖氧化酶}} \text{葡萄酸}+H_2O_2$$

基于该方程，人们发明了第一个葡萄糖分析器，用于测量整个血液中葡萄糖。这种黄色弹性设备（Yellow Springs Instrument，模型YS I23）于1974年面世，该技术还应用于很多其他以氧气为媒介的氧化－还原酶系统中。

生物膜选择透过性的使用。 YSI传感器的一个关键发明是使用了生物膜技术，排除了其他电活性物质的干扰。在+0.6V的极化电压下，干扰过氧化物测量的物质主要是抗坏血酸。当前，人们提出了各种不同的生物膜－酶的夹层组合，所有这些组合都满足以下的准则

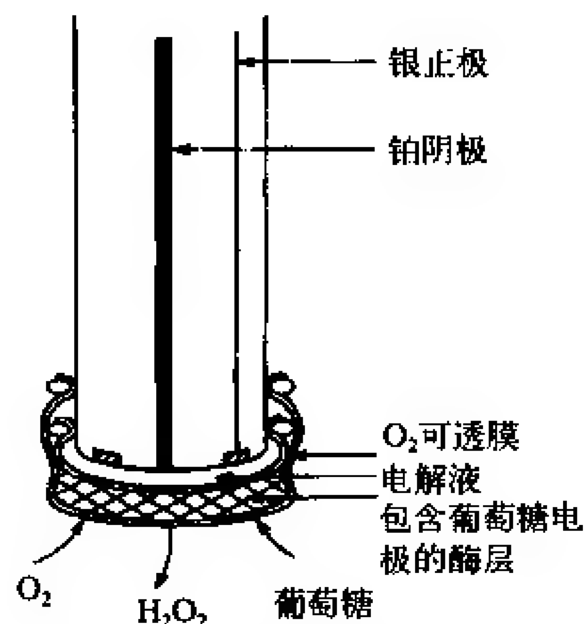


图6-3-1 Clark酶电极（引自Hall，1991年）

- 电极和酶层之间的生物膜应当允许H_2O_2穿过，并阻止抗坏血酸盐或者其他干扰物质通过。
- 酶层和样本之间的生物膜应当允许酶作用物/分析物进入酶层。

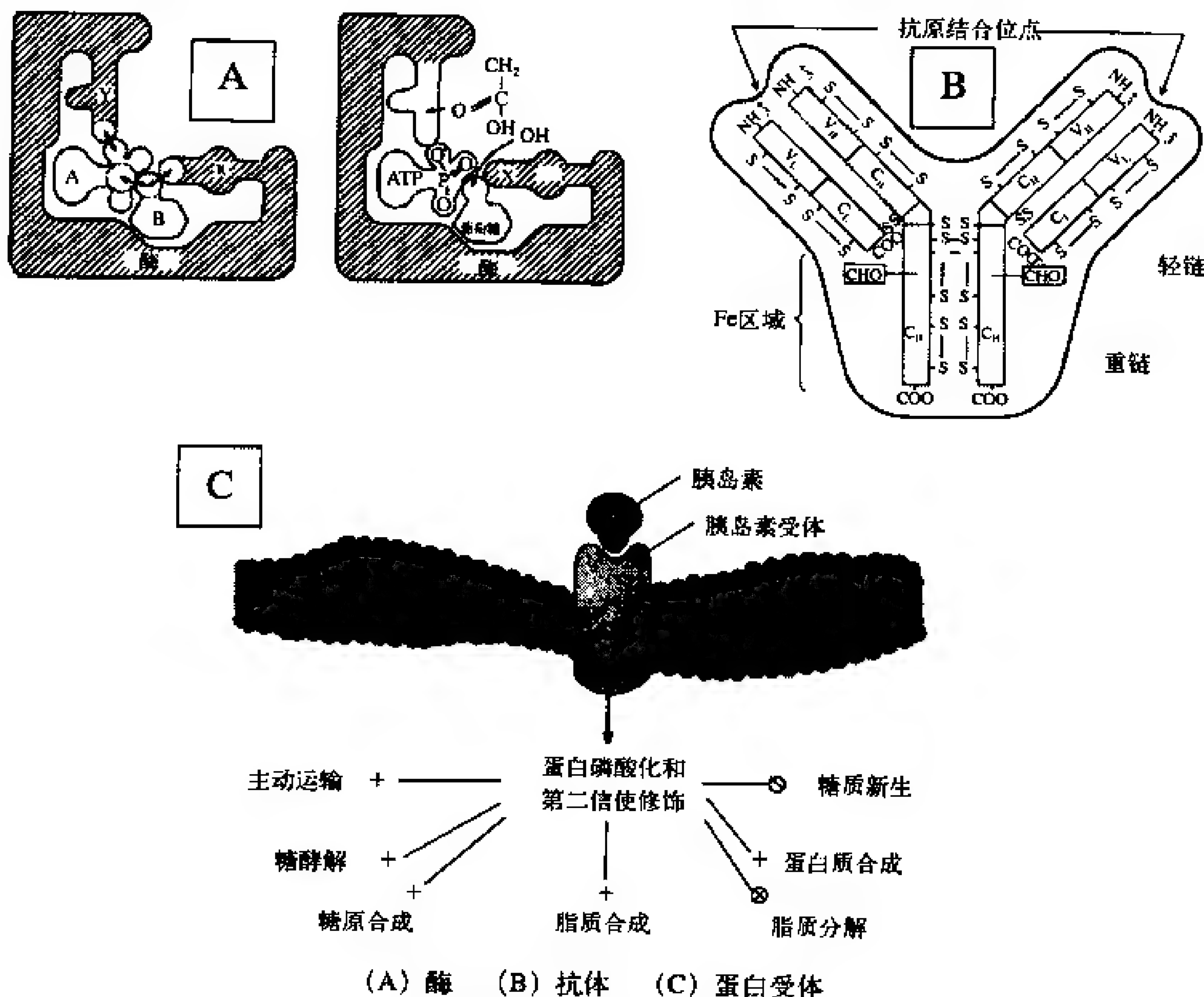
这些准则在YSl中都已经实现，例如，酶夹层两边的生物膜分别是醋酸纤维素膜和聚碳酸核孔膜。关于生物膜及其性质的详细讨论请参见Davies等人1992年的相关文献。

6.4 生物受体分子

在生物传感器中，酶与抗体和蛋白质受体分子结合越来越紧密，已经成为在生物传感器中应用最广泛的生物受体分子。生物传感器的特异性来源于使用的生物受体分子的特异性。在这个方面，酶是一个很好的例子。如图6-4-1a，酶具有只与特定底物结合的三维结构。酶是细胞中由氨基酸合成的蛋白质，而氨基酸是根据遗传物质DNA序列编码得到的。酶是细胞中生化反应的催化剂。为了保持较高的酶活性，环境温度和pH值需要保持一定水平。

抗体。 抗体是一类主要蛋白质。它们组成了大约20%的血浆蛋白，总称为免疫球蛋白（Ig）。最简单的抗体可以描述为Y形分子，它包含两个相同的抗原结合位点。

抗原是所有能诱导免疫反应的生物大分子。抗体的基本结构单元包含了四个多肽链：两个轻链和两个重链，如图6-4-1b。抗体与特异的抗原进行可逆的结合。与酶蛋白质不同，抗体没有催化剂的功能。它们结合外部物质（即抗原）的目的是从循环系统中去掉它们。单克隆抗体属于免疫球蛋白的IgG类，通常用于传感器应用中。因为亲和力纯化的多克隆抗体表现了对抗原的高亲和力，所以在很多场合下也可以使用它们。抗原的多克隆和单克隆抗体都可以在短短几个月中制备出来。当前，如果进行适当的大规模制造，它们每克的成本将从6 000美元到20 000美元不等。



（A）酶 （B）抗体 （C）蛋白受体

引自Bailey与Ollis（1996年)和Garrett与Grisham（1995年)

图6-4-1 生物传感器应用中使用的生物受体分子

受体蛋白。受体蛋白对生物活性复合物具有特异的亲和力。这些蛋白通常与膜结合，如图6-4-1c。它们是激素受体、味觉受体、嗅觉受体、眼睛感光器和其他受体。转运特定的代谢物时，受体蛋白表现出活性，打开或者关闭膜上的通道。它们在响应细胞内信号对外转导中起关键作用。因为受体蛋白能识别特定的生物实体，所以它们通常用于度量目标分析物。例如，细胞表面上致死受体（death receptors）传导由特定配体发起的凋亡信号，它们在凋亡中起重要的作用，并且能在配体结合的时间内激活caspase层叠信号。因此，当死亡受体作为传感器实体时，传感器能隐含地

度量出环境中诱导凋亡的化学物质的存在。

其他方法。从原则上讲，所有具备识别目标分析物能力的生物分子和分子集合都能作为生物受体。实际上，膜切片或整个细胞也可以用到生物传感器中。图6-4-2总结了所有可能用于生物传感器的生物受体。注意，生物受体需要一个合适的环境，用于维持其结构完整性和生物识别活性。这些要求与生物识别结果产生的信号类型一起在图6-4-2中进行了描述。生物传感器中的传感器应当能捕捉到这些生化活动。

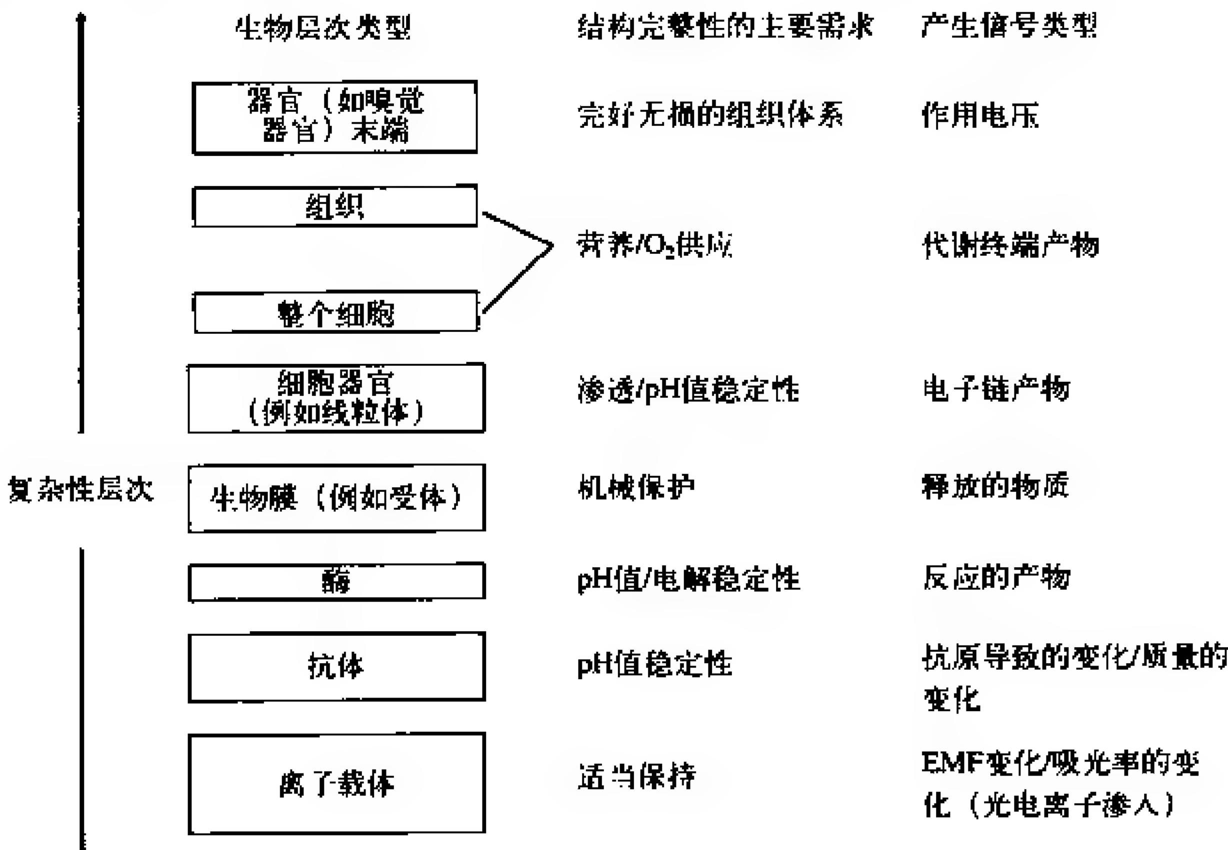


图6-4-2 生物传感器中的可能受体分子和分子集合，要求结构完整并且能产生信号

6.5 生物传感器中的传导机制

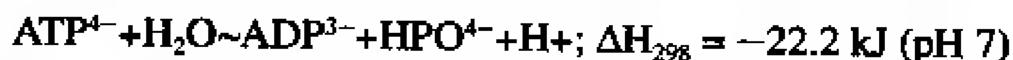
传统的传感器。当前使用的主要生物传感器使用三种传感器将生物受体分子的活动转化为可度量的信号。它们是：度量H_2O_2或O_2的电流测量法，度量pH值或介子的电位测定法，使用光纤的测光法。生物识别反应通常产生能通过电气化学方法测量的特定化学物质。在这些反应中，最有代表性的是能通过一对电极测量的反应产物H_2O_2（或反应物O_2）。当在一个电极与参考电极（典型的参考电极是银/氯化银或氯化亚汞）之间施加一个适当电压时，待测物质（H_2O_2或O_2）在电极处浓度减少并产生电流（因此该方法称为**电流测量法**）。在电压测量法中，膜电压是因为跨膜H^+浓度或其他阳离子浓度的差异导致的，所以用一个玻璃膜或聚合物膜电极可以对其进行测量（因此该方法称为**电压测量法**）。在测光法中，从一个指示剂分子发出的光是一个度量信号。在这个方法中，生物识别反应中的反应物或生成物中的一种产生色度荧光或者光的变化，因此可以使用光电探测器进行测量。通常，光纤的作用是将光从发光源传输到探测器。在用户允许的情况下，改造和开发这三种方法（**电流测量法、电压测量法和测光法**）是当前最常见的开发无反应试剂的生物传感器设备的方法。

压电传感器。生物传感器的传感器不仅仅局限于上面提到的三种。从原理上讲，所有受到生物识别反应影响的变量都可以用于产生转导信号。压电物质和表面声波设备都可以提供对质量变化敏感的界面。当生物识别反应导致质量改变时，这些传感器都可以派上用场。例如，压电硅晶体，也称为石英晶体微量天平（Quartz Crystal Microbalance，QCM），可以用于测量微微克级的微小质量变化，该例子的细节请参见Bunde等人1998年的文献。带有固定在抗原上的抗体的QCM已经成功应用于测量水样本中是否出现了抗原的情况。同样，压电驱动悬臂也已经用于测量非常微量的生化物质的吸附情况（Raiteri等人，2001年）。

导电计传感器。监测溶液导电系数方法最初的应用是确定反应率。该技术包含了测量由离子移动导致的导电系数变化的方法。很多酶连接的反应导致了总离子浓度的变化，这表明它们适合于导电计传感器。

电容作为传感器。当生物识别反应导致生物受体附近介质的电介质常数变化时，电容度量方法就可以作为一个传感器使用。抗原抗体反应就是一个很好的例子，假设抗体分子固定在两个金属电极之间的已知区域，当添加抗原并使它们与抗体相结合时，两个电极之间介质的电介质常数一般会显著变化。这个变化会转化为电容的改变。

温度测量传感器。所有的化学反应都伴随着吸收（吸热的）或者放出（放热的）热量。测量ΔH，不同温度下反应的焓，然后我们就能计算反应的ΔS（熵）和ΔG（Gibbs自由能），因此就能收集热力学数据。水解ATP就是释放热能的例子。



$$ATP^{4-}+H_2O\sim ADP^{3-}+HPO^{4-}+H+;\ \Delta H_{298} = -22.2\ kJ\ (pH\ 7)$$

另外一个例子是，HSA抗体和HSA抗原之间的免疫反应能产生−30.5KJ/mol的热量。对于后面这个反应，1mmol抗体增加的总温度为10^{-5}K量级，很多酶催化反应能产生更高的ΔH，因此测量温度变化更加容易。

酶电热调节器。对于一个生物传感器设备而言，生物识别器复合物必须固定在一个能探测微小温度变化的温度传感元件上。这个领域的兴起来源于Lund大学的Mosbach小组。最初，他们将葡萄糖氧化酶或青霉素酶固定在一个很小的圆柱体上，当圆柱体内流体温度改变时，电热调节器会监测到该变化，这样就可以得到分别对葡萄糖和青霉素敏感的酶电热调节器。他们还将该技术应用到其他酶作用物上，也使用了酶标志的抗原进行免疫测定。

将场效应晶体管（Field Effect Transistors，FET）作为传感器。随着生物传感器制作的提升，小型化和大规模生产越来越成为发展的需要。对应于电子领域（在FET之前）的变化，存储芯片和逻辑芯片的半导体工业中广泛地使用场效应晶体管。当门电路暴露在包含离子的溶剂中时，FET具有探测离子浓度变化的能力。因此，使用一个FET就能测量出溶剂中pH值和离子浓度。该传感器的优势在于它能够直接得到电子信号，完全和电子信号处理电路融为一体。实际上，一个钢笔大小的基于FET的pH值传感器具有很好的商业市场。如图6-5-1所示。

表6-5-1 生物传感器中用到的其他传感器

类 别	度量的属性	例 子
压电的	质量变化	微量天平压电变化的传感器 基于微悬臂的传感器 基于SAW设备的传感器
传导的	传导率的改变	离子浓度传感器
电容性的	电介质常数	抗体传感器
温度计的	温度或热流	酶电热调节器 微热量计

6.6 生物传感器的应用范围

当前状态。自从Clark的监测发酵状态的葡萄糖传感器提出之后，人们提出了很多基于电流测量法、电压测定法和测光法的酶电极。表6-6-1、表6-6-2和表6-6-3给出了这些生物传感器的例子。其中，表6-6-3中的词“光元件”表示的是使用光纤进行光信号传播的传感器。注意，表中使用的生物受体除了抗体传感器以外全部是酶。

表6-6-1 电流计生物传感器

作用物	生物受体	探测产物	范围（单位g/L）
胆碱	胆碱氧化酶	H_2O_2	0.5
乙醇	酒精氧化酶	H_2O_2	3
甲醇	脱氢酶	NADH	2.5
葡萄糖	葡萄糖氧化酶	H_2O_2，O_2	0~25
L型谷氨酸盐	谷氨酰胺酶和谷氨酸盐氧化酶	H_2O_2	10 mM
L型谷氨酸盐	谷氨酸盐氧化酶	H_2O_2	10 mM
次黄嘌呤	黄嘌呤氧化酶	H_2O_2	180
乳酸盐	乳酸盐氧化酶	H_2O_2	40
寡糖	葡萄糖化酶，葡萄糖氧化酶	H_2O_2	2.5
蔗糖	转化酵素，变旋酶，葡萄糖氧化酶	H_2O_2，O_2	25

表6-6-2 有影响力的生物传感器

作用物	生物受体	探测产物	范围（单位mM）
天(门)冬氨酸盐	L型天(门)冬氨酸酶	NH_3	0.5
脂肪	脂肪酶	脂肪酸	0.05
葡萄糖	葡萄糖氧化酶	葡萄糖酸	2 g/L
尿素	尿素酶	NH_4，CO_2	10
亚硝酸盐	亚硝酸盐还原酶	NH_4	1
青霉素	青霉素酶	H^+	70
硝酸盐	硝酸盐氧化酶	HS	
抗原或者抗体	成对中的另一个	复合物和变体	100 ppm

表6-6-3　基于光元件的酶传感器

作用物	生物受体	探测产物	范围（单位mM）
乙醇	酒精脱氢酶	NADH	1
葡萄糖	葡萄糖氧化酶	O_2	20
尿素酶	尿素酶	氨	3
乳酸盐	乳酸盐单(加)氧酶	丙酮酸盐	1
青霉素	青霉素酶	青霉素酸	10

产物的探测。从表6-6-1到表6-6-3中可以看到，分析物是通过间接测量（测量酶催化反应的产物）得到的。在表6-6-1中，实际测量的是氧，其浓度直接反应了分析物的浓度。对于电流测量法，测量物质是H_2O_2（有一个特例是NADH），该物质是氧化还原酶的共有产物。在电压测量法的生物传感器中，测量物质主要是酸，可以通过pH值传感器进行探测。在发酵桶和细胞培养反应中，代谢产物CO_2和NH_3都是通过pH值的变化间接测量得到的。

生物传感器配置。当生物受体分子和适当的传感器结合时，一个生物传感器就制造好了。图6-6-1给出了多种生物传感器的配置。注意，生物受体分子是固定在一个适当的阵列上构成一个生物活性层的，然后将该阵列放置在传感器的中间附近。传感器的离子选择性电极和FET（表6-6-4）属于电压转导类，外层包裹的金属网属于电流传感器类，表面胞质基因探测和表面声波探测属于压力转导类。传感器的构造原料如图6-6-1所示。

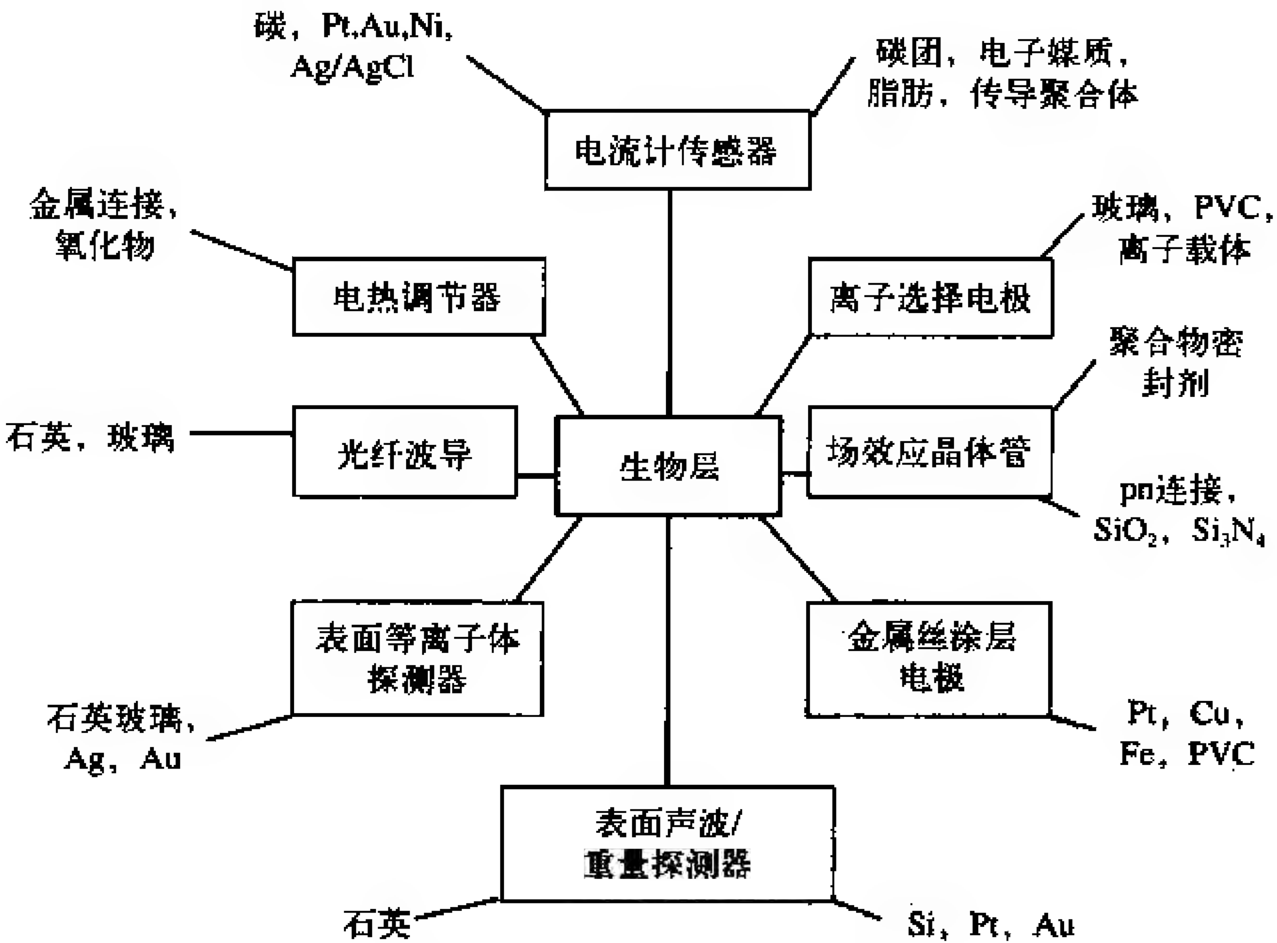


图6-6-1　不同传感器的配置

表6-6-4 基于FET（pH）的生物传感器

作用物	生物受体	探测产物	范围（单位mM）
葡萄糖	葡萄糖氧化酶	葡萄糖酸	0~20
尿素	尿素酶	CO_2，NH_3	0~6
青霉素	青霉素酶	青霉素酸	0.2~20
三油酸甘油酯	脂肪酶	脂肪酸	0.6~3

有判别力的膜。膜是生物传感器的最基本组件。它们可以用于以下场合：① 阻隔非目标分析物分子；② 保护酶固定的膜，预防污垢；③ 生物传感器控制范围的控制。当分析物是一个小分子时，可以使用一个小孔膜阻隔生物大分子（例如蛋白质）进入活性传感区域。我们知道，蛋白质可以很容易地吸附到大部分表面上，因此蛋白质很容易淤塞传感器表面。带电分子的运输可以通过放置具有选择性的膜进行调整。组合具有不同判别能力的膜可以屏蔽不同干扰分子的通过。但是，使用具有判别能力的膜增加了滞后时间，因为膜增加了扩散运输阻力。所以，为了实现特定的功能，明智地选择膜的厚度是很关键的。表6-6-5总结了该方面的信息。

表6-6-5 电流计传感器的判别性覆盖

运输机制	选择性膜
根据大小排除	醋酸纤维素
	陶瓷（氧化铝、氧化锆）膜
	聚苯胺、聚吡咯
	多酚
根据电荷排除	Nafion
	聚（乙烯基吡啶）
极性	磷脂
气体透过性	硅树脂膜

敏感性需求。因为分析物的范围很广，类型很多，因此分析时不能只使用一个单一标准。每个特定的应用都规定了所需的浓度范围。通常，该范围是基于期望的样本目标浓度范围确定的。例如，一个代谢物的浓度范围通常在μM（微莫尔）级，而激素是nM（纳莫尔）级，病毒和病原体通常是10-10 000单位每mL（毫升）。图6-6-2对这些浓度范围进行

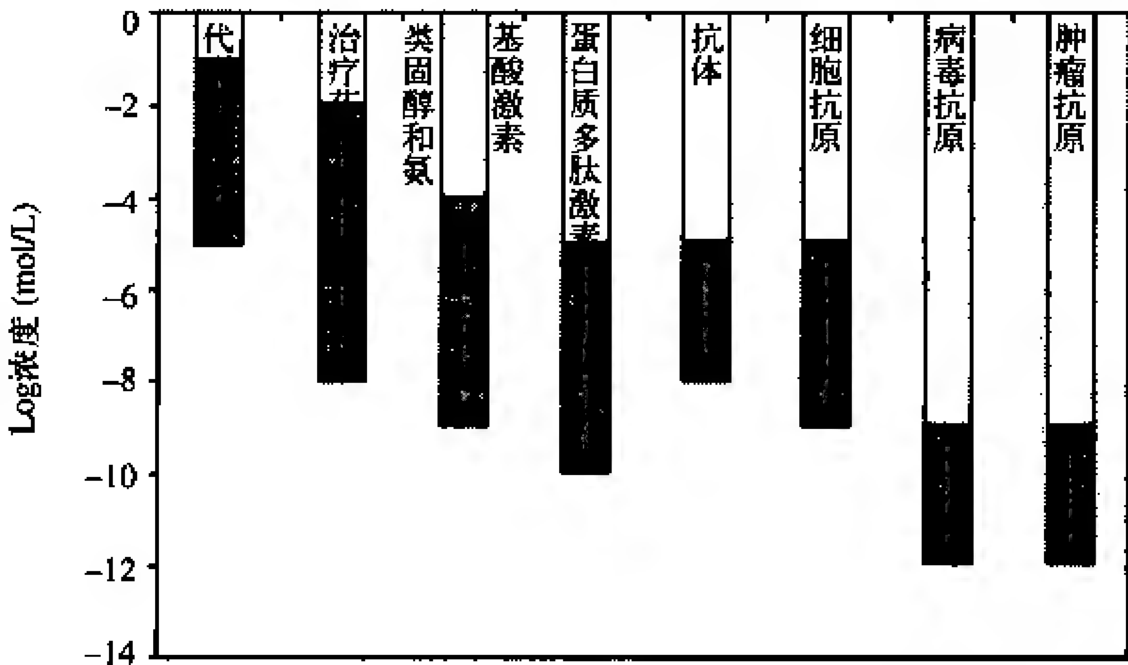


图6-6-2 临床重要的分析物要求的检测范围（引自Hall，1991年）

了总结。很明显，与测量肿瘤抗原不同，为代谢物设计一个传感器通常需要多种不同的方法。

生物传感器的发展。根据各组件整合的程度——例如将生物识别分子或生物受体分子粘附到基本转导单元上的方法，可以将生物传感器分为三代。在第一代时，生物受体分子是通过物理诱陷到具有判别能力的生物膜（如透析膜）后面的基本传感器附近。接下来的一代传感器，固定方法是通过共价键结合的、适当的修饰传感器表面，将矩阵中的一个聚合体合并到转导表面上。在第二代中，单个组件可能具有本质上的不同（例如，控制电子——电极——生物分子）。而第三代中，生物受体分子与基本传感单元构成一整体（如图6-6-3所示）。因为这些定义都是酶电极系统中预先设计的，所以可以从总体上对生物传感器进行适当的相似分类。可以看到，传感器的主要发展是在第二代和第三代中取得的。

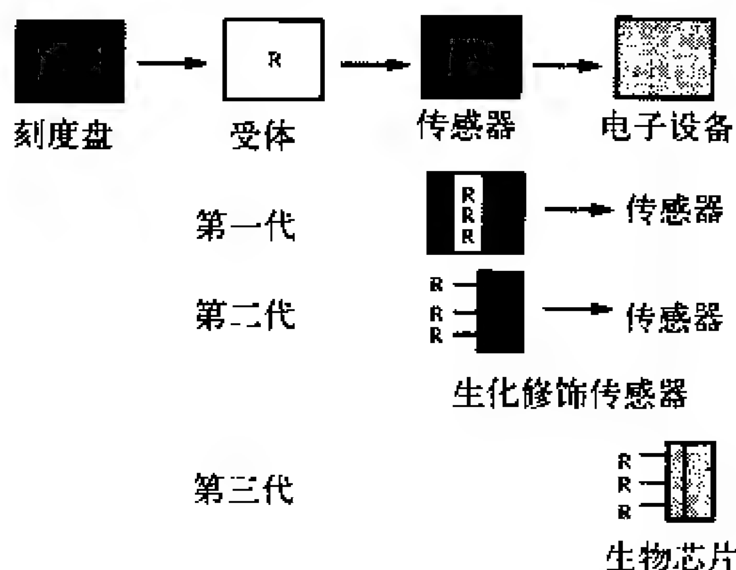


图6-6-3 三代传感器（R：生物受体分子）

6.7 最新进展和未来展望

近年来兴起的纳米技术领域产生了很多值得注意的材料，它们为传感器转导技术提供了新的机遇，对生物传感器的发展起到了促进作用。另外，使用自装配技术和纳米机械系统，人们发明了新的试验传感方法。虽然其中有一些方法对通用的分析仪器或使用的领域并不是鲁棒的，但是在不久的将来，这些方法都能发展成使用的传感器。下面，本文将对这些方法进行简短讨论。

监测质量改变的传感器依赖于共振频率的改变，这是因为固有频率（natural frequency）由振荡物质的频率决定一样。与它类似，石英晶体微量天平（QCM）或厚度剪切模式振荡器（thickness shear mode oscillator）已经广泛地用于监测抗原是否存在，使用方法是用与特定抗原特异的抗体修饰QCM的表面。同样的原理还可以用于其他类型的振荡设备中，如硅微悬臂（Tang等人，2004年）、压电敏感的微悬臂（Zhou等人，2003年）、表面声波（Surface Acoustic Wave，SAW）传感器和其他传感器。在SAW设备中，电极都与晶体在同一侧，交叉指型传感器作为穿过晶体表面的刺激表面波的发送器和接收器，绑定在表面的目标抗原导致波的改变，这个改变被限制在晶体表面，因为可以进行测量。SAW传感器比QCM灵敏得多，但是当表面存在水时，信号受到极大的削弱。从另外一个方面讲，如果没有液体溶剂接触时，该传感器对气态物质的测量非常敏感。

由于拉曼光谱具有很好的化学基鉴别能力，因此它是一个有用的分析工具。然

而，它的缺陷是精度较低。最近的研究表明，当分析物是被金或银吸附或者在其附近时，拉曼散射效率可以放大很多倍，这使得该技术是一个非常有用的传感方法。这项改进技术也就是著名的表面增强拉曼散射法（Surfaceenhanced Raman Scattering，SERS），它比较适合于在实验室内观察DNA杂交现象，处理方法是对DNA单链片断标注上SERS探针。得到的SERG探针能够用于识别基因或者探测细菌和病毒的组成。使用缩氨酸（PNA）——缩氨酸最先是作为基因靶标药物设计的——能得到更好的改进。研究证明PNA对互补的寡核苷酸具有很好的杂交属性。因此，用PNA取代生物传感器中的DNA识别层，将会显著提升区分密切相关DNA序列的能力，当然还有其他一些优点。

不仅如此，值得考虑的还有光子传感器和DNA传感器（Junhui等人，1997年）。例如，在生物光子学中，一种有效的改进方法是将金元素纳米微粒与识别分子结合起来加强共振（Homola等人，1999年）。光子学的优势在于能度量非接触样本。光纤和其变化设备为转导元件提供了丰富的材料。在这些情况下，从光纤（或者玻璃）表面引出一个胺基，然后与生物接受器通过羧基共价结合连接。当一个分析物结合时，光传播特征被改变，继而被度量出来。因为有很多便宜的单色光源（发光二极管）和光传感设备（感光二极管）可供使用，所以生物光学设备相对其他设备而言为传感器领域提供了相对便宜的传感平台。

本章总结了当前已有的生物传感器和生物传感器的不同元件，并简短地描述了其中的生物受体和转导机制。

致谢

作者Raj Mutharasan真诚地感谢Ben Franklin的纳米技术研究所的支持。

参考文献

1. Bailey, J. E. and Ollis, D. R, Biochemical Engineering Fundamentals, 2nd edition, McGraw Hill, New York (1986).
2. Bunde, R. L., Jarvi, E. J., and Rosentreter, J. J., Piezoelectric quartz crystal biosensors, Talanta, Volume 46, Issue 6, August 1998, pp. 1223-1236.
3. Clark, L.C. and C. Lyons Ann. N.Y.Academy of Sciences, 102, 29-45 (1962).
4. Davis, J., D. H. Vaughan and M. F. Cardosi, Elements of biosensor construction. Enzyme and Microbial Technology, Volume 17, Issue 12, December 1995, pp. 1030-1035.
5. Davies, M. L., C. J. Hamilton, S. M. Murphy and B. J. Tighe, Polymer membranes in clinical sensor applications : I. An overview of membrane function, Biomaterials, Volume 13, Issue 14, 1992, pp. 971-978.
6. Dennison, M. J., and A. P. F. Turner, Biosensors for environmental monitoring, Biotechnology Advances, Volume 13, Issue 1, 1995, pp. 1-12.
7. Garrett, R. H. and C. M. Grisham, Biochemistry, Saunders College Publishing,

Philadelphia, (1995).

8. Hall, E., Biosensors, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, (1991).
9. Hermanson G. T., 1996. Bioconjugate Techniques. Elsevier Science, San Diego, California, pp. 438-439.
10. Homola, J., S. S. Yee and G. Gauglitz, Surface plasmon resonance sensors: review, Sensors and Actuators B: Chemical, Volume 54, Issues 1-2, 25 January 1999, pp. 3-15.
11. Junhui, Z., C. Hong andY. Ruifu, DNA based biosensors. Biotechnology Advances, Volume 15, Issue 1, 1997, pp. 43-58.
12. Leonard, P., Hearty, S., Brennan, J., Dunne, L., Quinn, J., Chakraborty,.R., and O'Kennedy, R., Advances in biosensors for detection of pathogens in food and water, Enzyme and Microbial Technology, Volume 32, Issue 1, 2 January 2003, pp. 3-13.
13. Raiteri, R., Grattarola, M., Butt, H-J., and Sklådal, E, Micromechanical cantileverbased biosensors, Sensors and Actuators B: Chemical, Volume 79, Issues 2-3, 15 October 2001, pp. 115-126.
14. Scheper, T. H., J. M. Hilmer, E Lammers, C. MUller and M. Reinecke, B iosensors in bioprocess monitoring, Journal of Chromatography A, Volume 725, Issue 1, 19 February 1996, pp. 3-12.
15. Yanjun Tang, Ji Fang, Xiaodong Yan and Hai-Feng Ji, Fabrication and characterization of SiO2 microcantilever for microsensor application, Sensors and Actuators B: Chemical, Volume 97, Issue 1, 1 January 2004, pp. 109-113.
16. Wilkins, E., and E Atanasov, Glucose monitoring: state of the art and future possibilities, Medical Engineering & Physics, Volume 18, Issue 4, June 1996, pp. 273-288.
17. Wang, J., Amperometric biosensors for clinical and therapeutic drug monitoring: a review, Journal of Pharmaceutical and Biomedical Analysis, Volume 19, Issnes 1-2, February 1999, pp. 47-53.
18. Wang, J., G. Rivas, X. Cai, E. Palecek, E Nielsen, H. S hiraishi, N. Dontha, D. Luo, C. Parrado, M. Chicharro et al., DNA electrochemical biosensors for environmental monitoring. A review, Analytica Chimica Acta, Volume 347, Issues 1-2, 30 July 1997, pp. 1-8.
19. Zhou, J., R Li, S. Zhang, Y. Huang, R Yang, M. B ao and G. Ruan, Self-excited piezoelectric microcantilever for gas detection, Microelectronic Engineering, Volume 69, Issue 1, August 2003, pp. 37-46.

第7章　化学传感器

Thomas Kenny博士　斯坦福大学化学工程系

化学传感器通常用于检测特定化学复合物或者元素的存在性及其浓度。本章涵盖了化学量检测的基本概念和一些重要的应用。

7.1　技术基础

7.1.1　鼻子

人类的感觉器官鼻子（图7-1-1）具有相当灵活且敏感的探测能力。人类能瞬间检测和区分成千上万种不同的气味。因为大多数气味没有一个统一的化学基础，所以检测气味是非常复杂的工作。传感器很难将“玉米卷饼分子”和“大蒜分子”区分开来，然而人却很容易区分这些气味。

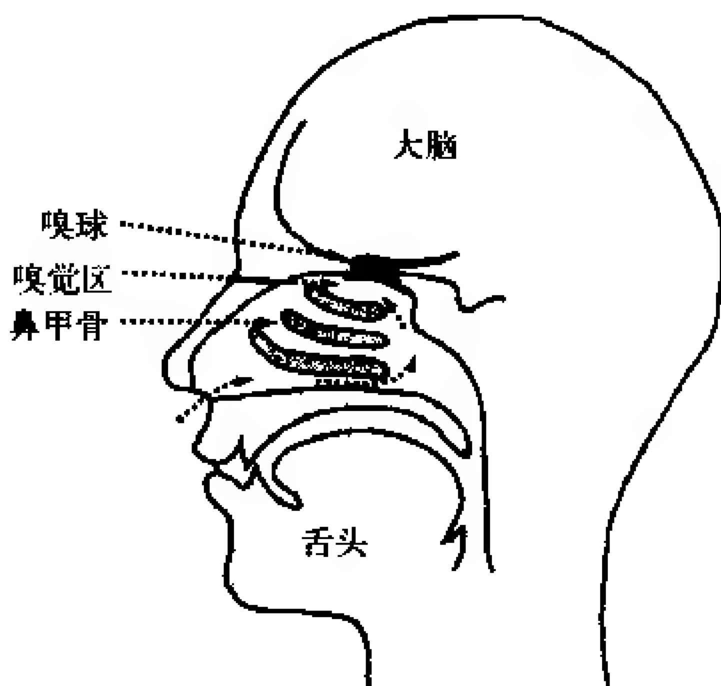


图7-1-1　人类的鼻子

所有生物的气味感应系统都基于非常少的可辨识的感应器。这些气味识别系统都是通过模式匹配达到的，鼻子中不同的化学感应器识别不同的气味。大蒜和玉米卷饼的气味使鼻子中的气味感应器产生响应，不同的气味对应着不同感应器子集，大脑存储这些集合模式，用于后续比较。心理学家已经发现了这些气味模式，它们在大脑中有很强的记忆，气味通常用于辅助构建这些记忆。

化学传感系统的设计者需要从这些生物系统中吸取经验。一个重要的经验是，多功能系统将可能需要一小组不同的传感器和一个能精确识别气味的模式匹配算法。

7.1.2　特定分子探测器

如果化学检测应用中需要检测一个特定分子，我们可以采用多种方法。这些技术都基于特定分子独特属性。

某些属性与分子的振动和旋转方式相关。这些方式的准确能量通常对于一个特定分子是唯一的，因此可以用于识别目的。大多数振动和旋转都具有“光活性”，也就是说它们可能通过吸收一个光子或者释放一个光子达到激活。这些光子吸收过程

通常发生在红外区域，所以红外线光谱对识别分子是非常有用的。

例如，CO是非常简单的分子（可以看成两个小球和一个弹簧），在单一频率下振荡（可以看作是跳跃式集拢和分开）并绕两个轴转动，这两个轴与两个原子的连接线垂直。在量子力学中，振荡的频率是单一的，也就是说，一些分子可能在基态，另外一些分子处在激发态，连续两个激发态之间能量间隔为$hw/2\pi$。量子力学中还包含“选择定则”，表示一次释放单步能量$hw/2\pi$。该特征在红外线光谱中表现为一个单次吸收光谱。

在吸收CO的光谱中，如图7-1-2所示，我们看到两个吸收峰值。这是因为碳元素存在同位素，两种同位素原子质量分别是12和13。碳13的额外质量减少了振荡能量，原因很简单，因为它降低了共振频率（公式为 $w=\sqrt{k/m}$）。

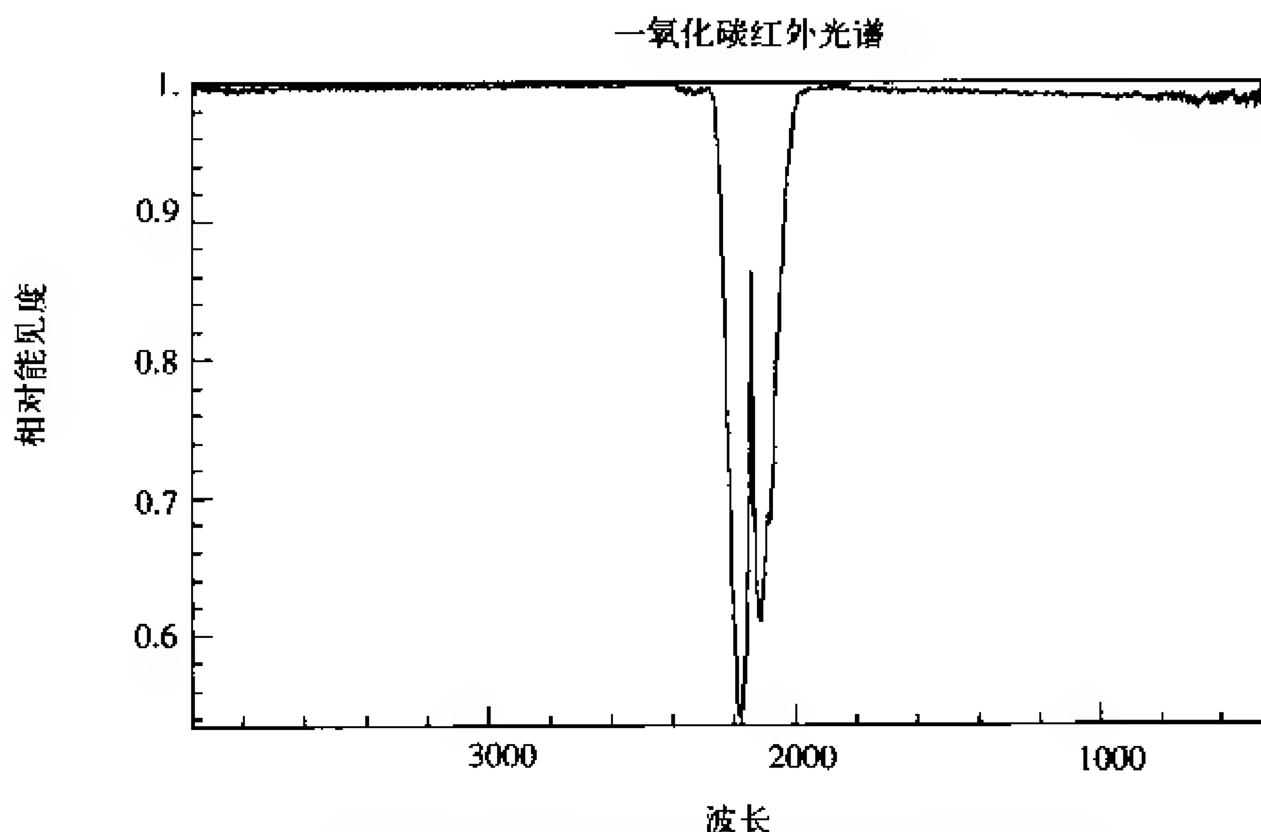


图7-1-2 CO吸收光谱

除了振荡能量以外，分子还有旋转能量。在NH_3（氨）的光谱（如图7-1-3所示）中，旋转光谱以振荡峰值点附近为中心产生了一序列空间间隔很小的线。这些激发包括吸收一个光子、改变振荡能量和旋转能量。

每个分子都有不同的红外光谱。红外频谱仪可以测量气体样本的吸收光谱，得到样本表示特定气体组成要素的存在情况的特征。图7-1-4可能是最简单的红外设备。在该设备中，光从光源穿过充满样本的样本室，然后穿过一个调制盘、一个滤波选择器，最后聚焦到一个探测器上。滤波选择器由一对红外传输带宽很窄的滤波器构成。其中一个滤波器的红外传输带宽以分子吸收为中心，另外一个则以远离有用的吸收带宽峰值的位置为中心。在这两个滤波器中变换，仅仅当有用的分子存在时，可以监测到不同的信号。这种方法只是对于每次只有单个分子的情况才能进行优化，

但是单分子的应用本来就是很可靠的。汽车排气检查/监测系统中用到的CO探测器就是该应用的一个例子。

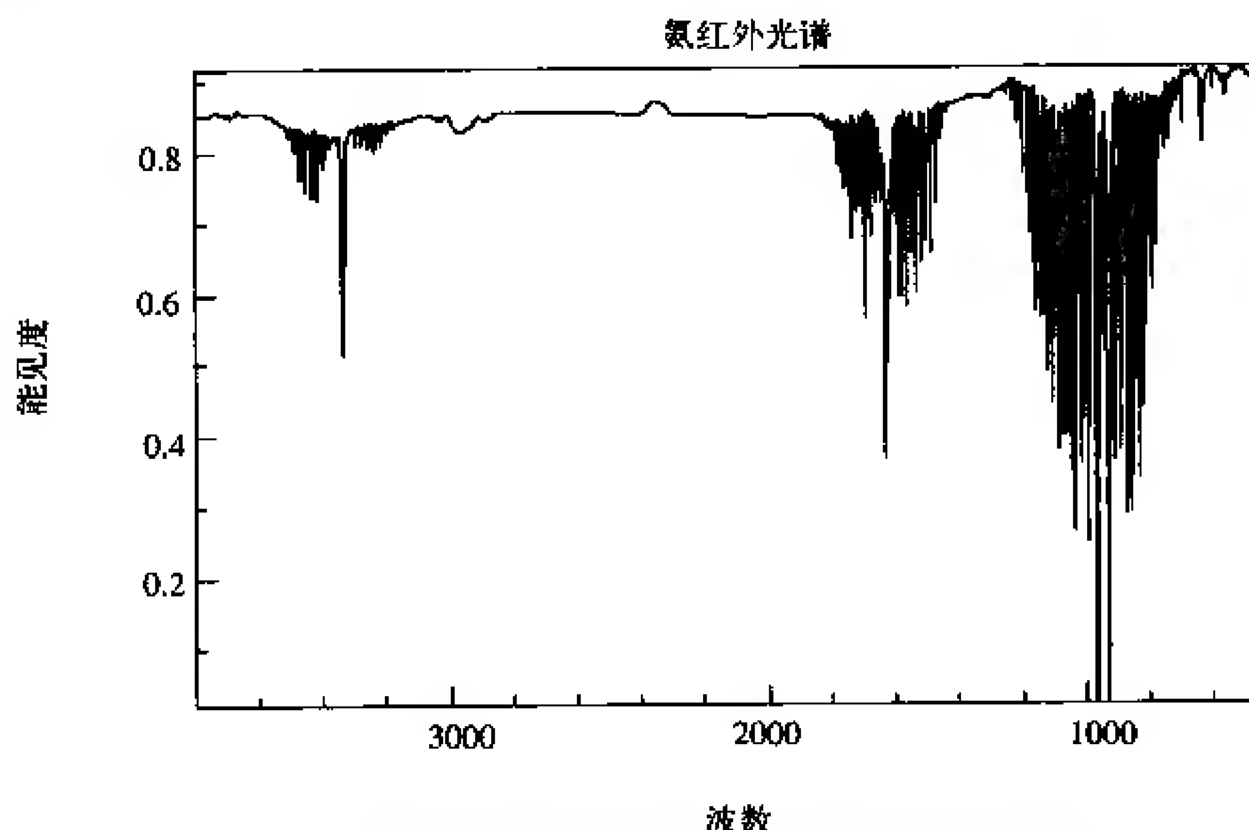


图7-1-3 NH_3光谱

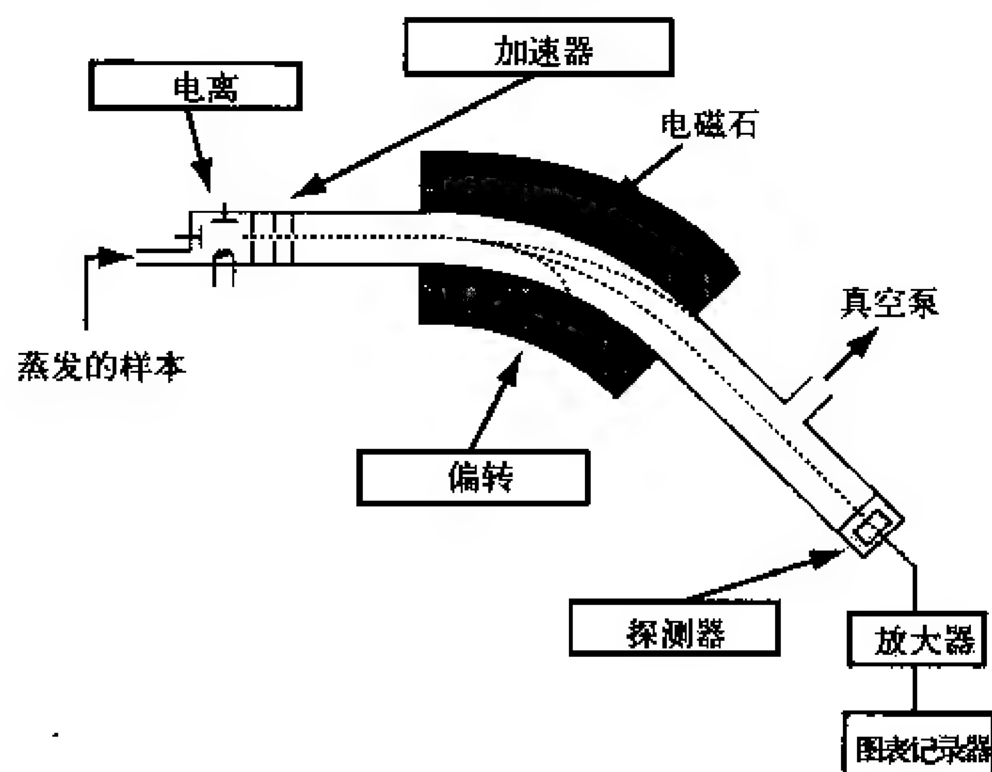


图7-1-4 质量频谱仪

毫无疑问，我们可以构建更复杂的光学系统。除了使用成对滤波器外，使用红外频谱仪也可能得到全部光谱（如图7-1-4所示）。频谱仪在下面的两类设备中非常有用，这两类设备都比较大且比较贵。其中一类设备使用一个旋转式光栅将光分散为

不同波长的光，然后通过一个探测器扫描得到这些光谱。

除了振荡和旋转外，也可以通过分子的质量（或质量谱）来识别这些分子。因此，质量频谱仪也可以用于探测和区分分子。图7-1-4给出了一个磁性质量频谱仪的示意图。

在该设备中，使用来自热灯丝的电子对气体分子进行轰击，电离该气体分子。因为电子轰击是脱离电子，总体上比添加电子更加有效，因此气体中某些分子带有正电荷（除非带负电的元素，例如Cl）。一旦分子带有电荷，通过电场可以将它们加速到一个常数动能，然后让它们进入谱仪的主体部分。在那里，存在一个磁场，每个分子都有洛伦兹力，使得分子具有偏离轨道的趋势。偏差量依赖于速度和质量，并因此根据分子质量将它们区分开来。一系列探测器记录下分子浓度和偏转角度，它们的输出可以以质量谱的形式显示出来。该设备一个重要的缺陷是测量分子必须在没有其他分子散射的情况下移动整个路径，碰撞之间的平均距离是1μm。因为一般的质量频谱仪都需要10cm~100cm的轨道，压力必须比大气压低6~9倍的量级。因此，质量频谱仪通常需要真空泵。

除磁性质量频谱仪以外，还有基于振荡电场（四重分析器）和基于相同动能（也就是飞行时间相同）微粒的质量速率关系的频谱仪，这些频谱仪对压力的要求都比较相似。

最终，人们发明了一系列的色谱设备。这些设备使用不同的分子扩散能力来监测特定的分子。图7-1-5给出的就是一个典型的气体色谱仪。

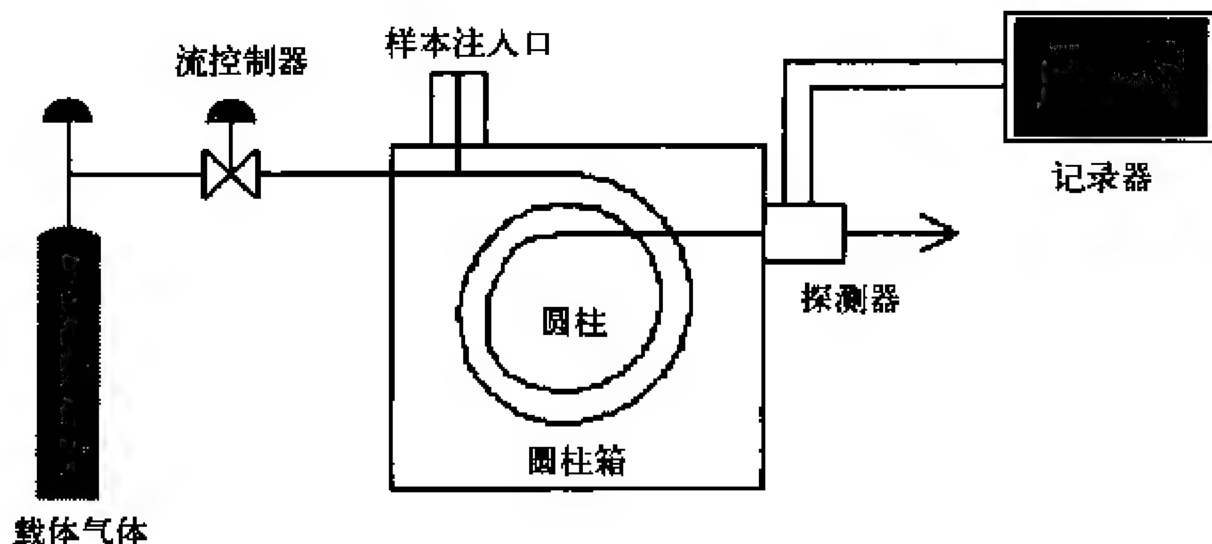


图7-1-5 气体色谱仪

在色谱仪中，将样本加入到已经加压的气体载体中，让它通过实际非常长的窄管道环绕扩散。样本的成分在圆柱中扩散的速度不同，在扩散终点处的监测器记录信号痕迹和相对应的时间，信号中包含了峰值点，我们将其作为特定样本的标识。色谱仪的应用已经有很长一段时间了，并且它是一种桌面设备，成本在10 000美元到100 000美元之间。将这些设备小型化是当前工业和学术研究中一个主题。

微装配技术可以用于上述圆柱的加工和探测器领域。一个很好的例子是斯坦福大学Kovacs小组的一项研究（如图7-1-6所示的毛细血管电泳设备）。

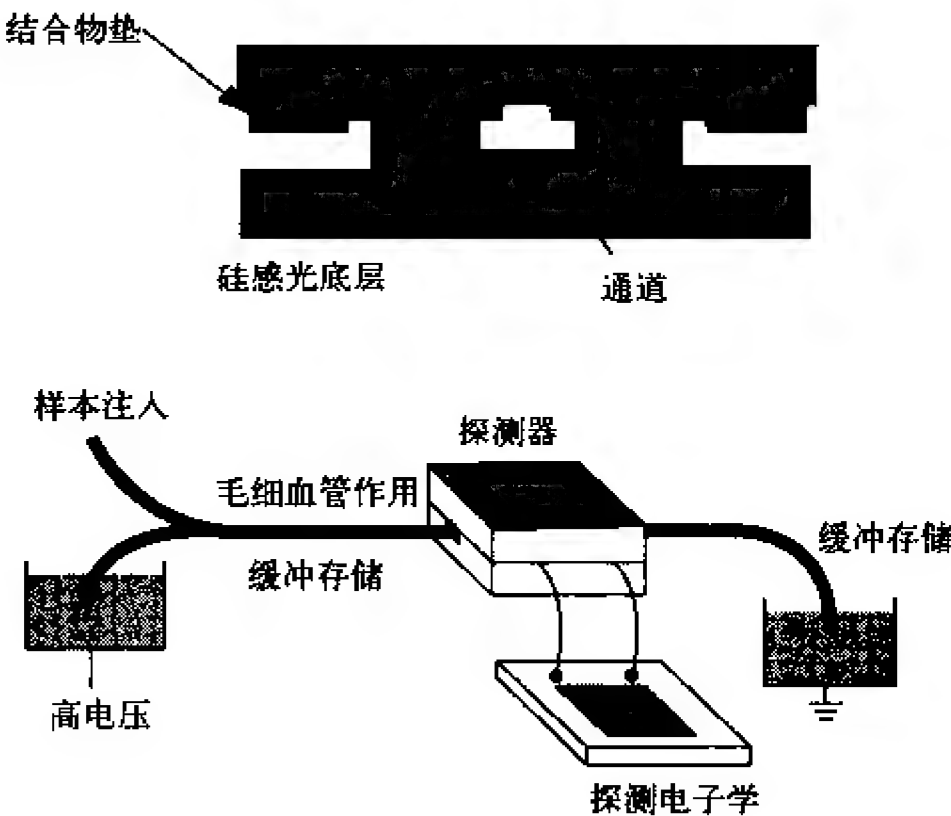


图7-1-6 电泳设备和它生成的数据

在电泳中，圆柱被加了一个电压偏差，且载体流体具有传导的作用。因此，有一个稳定的载体流体流过圆柱，样本随着流体一起流动。并且，不同的样本成分扩散能力不同，这就导致了样本被展开为一个谱，这样的结果输出轨迹可以用于分析识别样本成分并确定其浓度。

7.1.3 电化学探测技术

人类对身体内流体进行了大量的化学测量。我们下面讨论这些测量的基本原理。

如果一个半渗透的膜将两个溶剂分开，那么一个溶剂中的某个成分可能穿过膜扩散到另外一个溶剂中。这个“半渗透膜”的概念听起来很奇怪，但是细胞膜中有很多这样的生物样本，它们只容许少量的营养物质穿过。

在水溶剂中，很多原子和分子以带电荷状态存在（例如Na通常表现为+1价电荷），所以这些分子的扩散也表现为电荷的扩散。

现在，如果我们在膜两侧分别加入两个溶剂，膜两侧的自由离子浓度可能存在差异。一般情况下，膜一边是参考样本，另外一边是测试样本。两侧的离子会通过膜迅速地扩散。

图7-1-7中，一个玻璃膜将样本溶剂（外边）和参考溶剂（里边）区分开来，电极用于测量内外不同的电压。

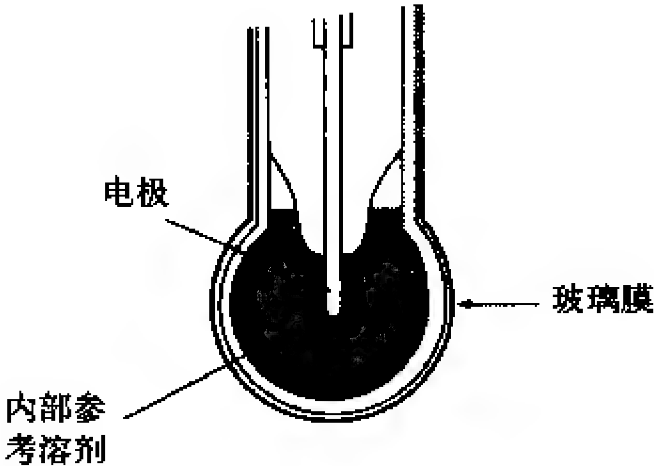


图7-1-7 pH值电极

如果膜两侧的浓度不同，扩散量也会不同，这样就存在一个净扩散。因为这些离子带有电荷，所以这样的扩散会导致电流。电荷的穿膜运动很快就会产生一个电场，阻止离子的进一步流动。当电场达到可以克服浓度差和已经平衡的扩散率时，膜两侧达到一个稳定状态。在这一点上，膜两侧的电势差与膜两侧溶剂的浓度比完全相关。这个关系在介绍性的化学教科书中被称为Nernst方程

$$V=\frac{RT}{nF}\ln\left(\frac{\text{一边的浓度}}{\text{另外一边的浓度}}\right)$$

使用化学标准单位，我们有

$$V=\frac{\left(8.31J/\text{mol}\cdot\text{K}\right)(300\,\text{K})}{(1\text{mol})\left(9.65\times10^{4}\,valence/\text{mol}\right)}\ln\left(\frac{\text{一边的浓度}}{\text{另外一边的浓度}}\right)$$

$$=2.6\times10^{-2}V\cdot\ln\left(\frac{\text{一边的浓度}}{\text{另外一边的浓度}}\right)$$

因此，如果浓度比为2，我们可以得到大约20mV的电势差（电压），这个电压是非常容易测量的。

在大多数实际情况中，膜的厚度都不会太薄，所以在稳定状态之前的电压是非常真实的浓度转移。膜的厚度是非常重要的，否则必要的扩散会改变浓度。

7.2 应用

7.2.1 汽车

传感器在汽车中的一个很重要的应用是汽车排气装置氧气传感器。在汽车中，燃料和空气混合后导入到燃烧气缸中。混合物可能包含了太多的燃料（富集）或者太少的空气（贫乏）。在老式车中，这个混合物是通过人工调整的。最理想的性能通常是在稍稍富集混合物的情况下的，因为这种情况使得压缩率达到最大。

然而，EPA开始监测汽车尾气，并确定燃料富集混合物的燃烧尾气中留有大量的不合要求的碳氢化合物，它们污染了空气并对臭氧层有很大危害。在20世纪70年代和80年代，人们期待设计一个控制系统，使得燃料–空气比例保持在一个精确的最优燃烧需要的水平。

人们的这种想法很偶然地与立法机关的要求达成一致，也使得该要求成为可能。精确测量进入混合器的燃料和空气比例是非常昂贵的。然而，燃烧之后，我们可以测量尾气。当富集混合物燃烧时，邻近的所有氧气都被消耗掉。当贫乏混合物燃烧时，氧气浓度与空气中的比较接近（1%~10%）。因此，精确地简单测量尾气中的氧浓度可以确定混合物状态。

在好的汽车系统中，富集和贫乏的混合物浓度比可能相差10~20倍的量级。一个比较尾气和周围空气中氧浓度的电气化学传感器会产生接近1V或0V的电压，这个电

压很容易由工程控制器来区分。

O_2能在陶瓷制品中扩散，因此氧传感器能制成一个陶瓷“嘴头”，里表面镀上金属电极。测量里层表面和暴露在尾气中的表面之间的电压，并将其用于燃料/空气混合物的控制。图7-2-1说明了电极的组成。

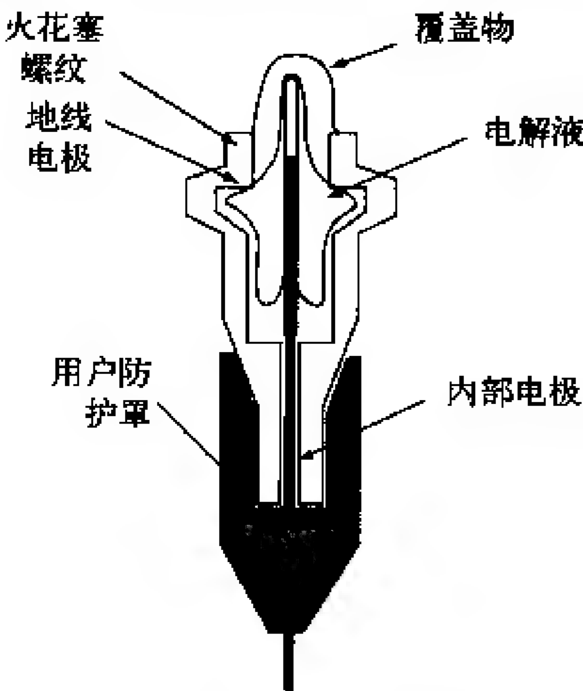


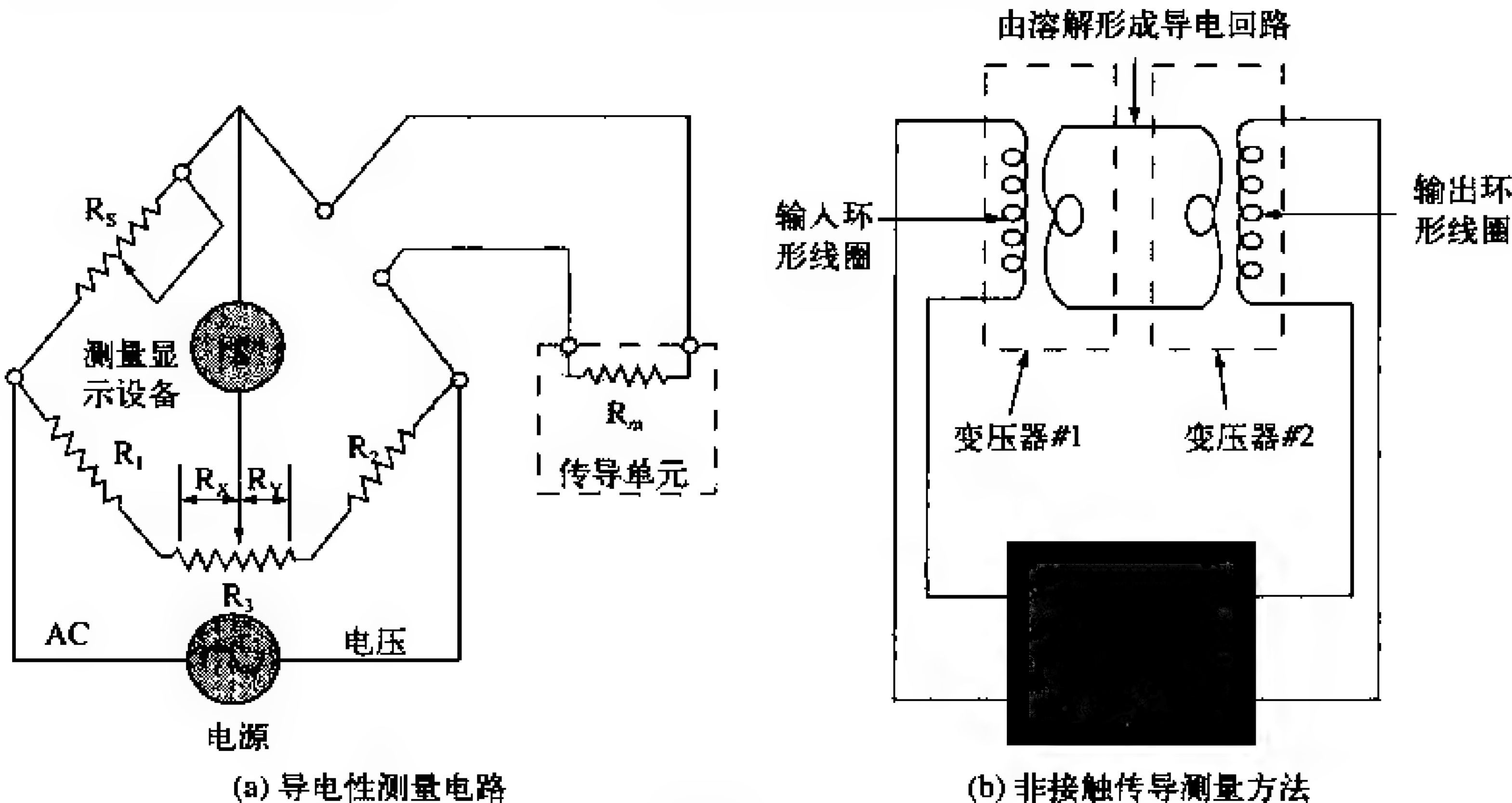
图7-2-1 O_2传感器

然而，这个基本的技术还有些不合人意的特性。在特别冷的时候，传感器并不工作，只有当排气系统预热后，汽车燃料才能得以优化。当前，大部分汽车的排气系统在汽车发动几分钟后才开始工作。在未来几年内，我们估计EPA会要求加入发热器使得这些传感器快速预热。

7.2.2 其他化学传感器技术和应用

测量水中的杂质也是非常重要的。在使用更加昂贵的探测技术之前，通常采用最简单的方法直接测量导电性。从纯净水到普通自来水，水的导电性变化了几个量级。至于其他电阻测量方法，使用一个简单的电阻桥就足够了，如图7-2-2a所示。

因为化学效应，有时避免直流电与流体直接接触是非常重要的，这时我们可以使用图7-2-2b中所示的非接触方法。在这种情况下，通常使用类似于金属探测测量器来进行测量。流体的传导性降低了围绕在流体管道上线圈对之间的互感应系数。该方法的缺点是如果管道是自传导的，则很难监测到流体的传导性。



(a) 导电性测量电路

(b) 非接触传导测量方法

图 7-2-2

7.2.3 CHEMFET

溶剂或气体中化学监测的另外一个方法基于表面化学反应的电荷转移。在这些设备中，接触的表面都是金属电极，它们实际上是一个场效应晶体管（FET）的未屏蔽门。因为在FET内从电源到耗电器过程中传导都是由门电荷来修正的，因此这个设备对某些可吸收的元素而言是相当敏感的探测器。这些传感器被称为CHEMFET。

当然，为了设计一个具有选择性的探测器，选择一个只允许发生一个化学反应的金属电极是很有必要的。天然的金属通常都不是很有选择性的，所以天然的CHEMFET也都缺乏这种选择性，也就是说它们对很多不同的化学元素都响应。改进这样一个传感器的一个方法是借助生物样本，在电极上涂上具有选择性的分子。抗体就是这种分子，它只与特殊的（病毒）分子发生反应，比任何天然金属电极具有更好的化学选择性。

最后，有很多医学应用依赖于血流中的氧监测。不幸的是，血流是一个传感器很难工作的地方，因为白血细胞几乎将任何外来物质作为入侵组织，并试图在该对象表面结疤形成保护层。

血通过吸收氧气来改变颜色，这个改变可以用于探测，查看血颜色可以粗略地估计血中氧的浓度。例如，血反射率在700nm和800nm的传感器能够非常准确地测量血氧容量。800nm的测量可以用于抵消表面结疤的效应。如图7-2-3所示。

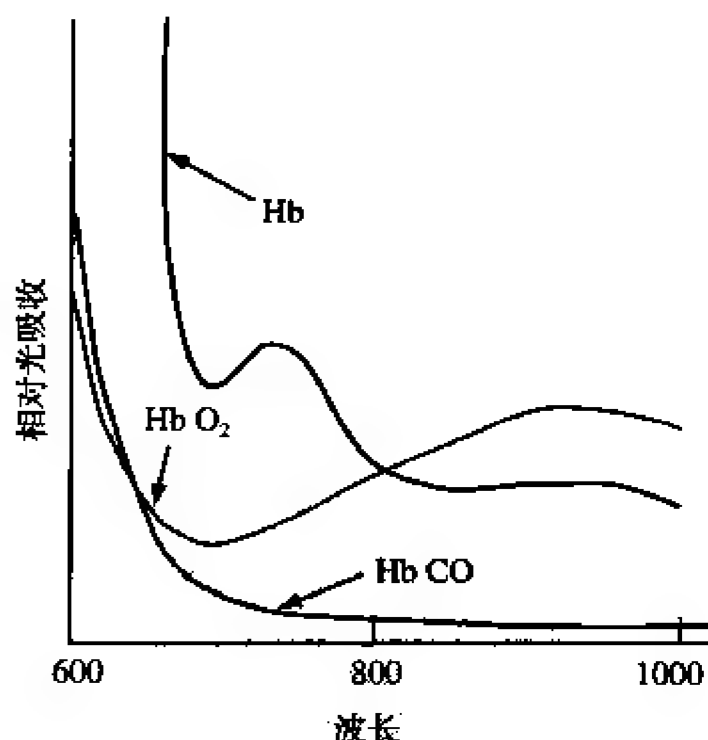


图7-2-3 光吸收谱

一个可能的实现方法是光纤光学系统，该系统能传输两种颜色的光（700 nm和800nm），并将反射光的强度作为血氧的一种度量。该系统常常用于外科手术，但在长期植入治疗方面并没有广泛的应用。

该设备使用一个LED发射器和一对探测器，每个都镶嵌在1mm厚导管外侧。发射器和探测器间隔几毫米，因此该设备能在几个毫米的深度取样，并且不会受结疤

保护涂层太大的影响。如图7-2-4所示。

相同的技术还可以应用于皮肤颜色的测量。

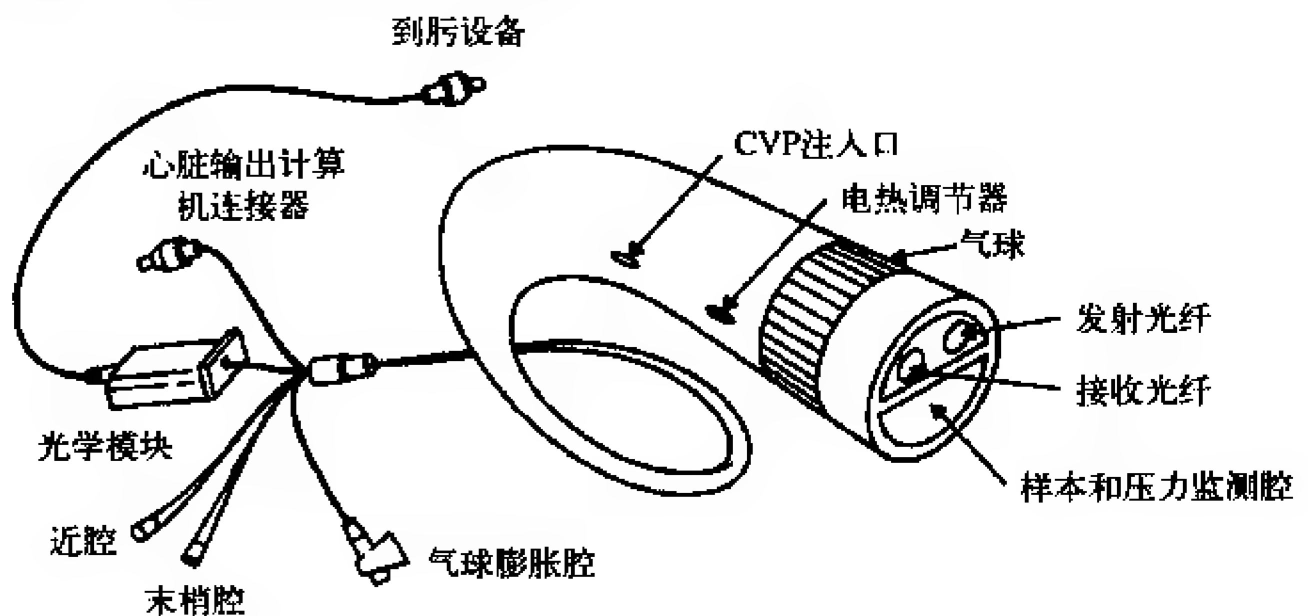


图7-2-4 光学导管

7.3 总结

化学传感器有很多不同的应用，并且对于每个应用，也有很多相应的技术。总体来讲，化学传感设备的发展并不像生物传感器的发展那样顺利。化学传感设备常常缺乏敏感性、选择性和速度优势。在某些应用中，需要监测的信号很大并且很容易监测，但在很多其他的应用中，信号通常是非常粗糙的。值得期待的研究是发展地下水毒素监测、交通工具排气监测、公共设施毒素监测和制造过程控制中的多种化学物质监测。

第8章　电容式和电感式位移传感器

Mark Kretschmar和Scott Welsby Lion Precision公司

8.1　概述

非接触式传感器（图8-1-1）和测量设备在无物理接触的情况下对目标进行监控。与接触式器件相比，它们具有一系列优点，包括对移动目标具有更高的动态响应能力、更高的测量分辨率，以及具有对微小脆弱零件进行测量的能力等。非接触式传感器几乎不存在迟滞（即接触式器件在目标改变方向的位置上产生的误差）。有了非接触式传感器，就不存在与探测器接触而损坏脆弱零件的风险，而且在制造零件时，可以在高度动态的过程和环境中对它们进行测量。

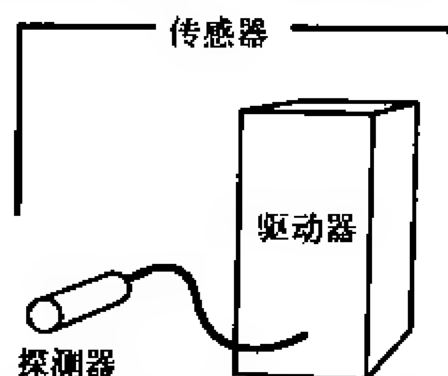


图8-1-1　非接触式传感器系统

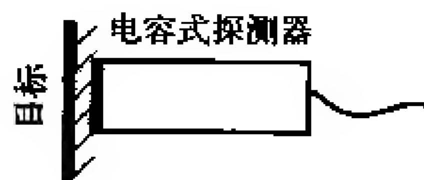
非接触式传感器基于不同的技术，包括电场、电磁场和光或激光。本章将详细讨论两种互补的传感器技术，即基于电场的电容式技术和基于电磁场的电感式技术（涡流）。

电容式或电感式传感器由探测器与驱动器组成。其中，探测器是产生感知场的实际物理器件，而驱动器是驱动探测器并产生与测量值成正比的输出电压的电子线路。在某些传感器中，驱动器物理集成于探测器本身。

电容式和电感式非接触传感器具有许多相似的特性，同时也具有一些各自的独特特性。接下来我们将讨论各种技术的共同点和不同点，并探讨这两种技术的应用，以及将二者结合使用时可能的特殊解决方案。我们从电容式传感器开始讨论。

典型的电容器





▌导电板
▨ 绝缘间隙

图8-2-1　电容器由目标和电容式探测器的测量表面组成

8.2　电容式传感器

电容式传感器是用于精密测量的非接触式器件，它们可以测量导电目标的位置或绝缘材料的厚度或密度。如图8-2-1所示。当测量导电目标时，它们不受目标材料变化的影响。对电容式传感器来说，所有的导体都是一样的。电容式传感器测量导电目

标的表面，因此材料的厚度不是问题，甚至薄板也是一种很好的目标。电容式传感器广泛应用于半导体、磁盘驱动器以及那些精度和高频响应是重要因素的精密制造工业。当测量绝缘体时，它们常见于封装和其他工业，用来检测标签、监控覆盖层的厚度以及测量涂料、纸张和薄膜的厚度。

电容式位移传感器以纳米分辨率、20kHz或更高的频率响应以及温度稳定性而著称。其典型测量范围是10μm~10mm，尽管在某些应用中也能实现更小或更大的范围。

电容式传感器对传感器与目标之间间隙的材料非常敏感。因此，在喷雾流体、灰尘或金属碎片等恶劣环境中，电容式传感器将不起作用。通常，间隙材料是空气。电容技术在真空中也能很好地工作，但必须正确设计传感器以适应真空环境的特性，防止探测器破坏真空环境。在一定条件下，它们可浸入液体中使用，但这并不是普遍情况。当测量导电目标时，电容式传感器通常由工厂进行校准。当测量绝缘材料时，需要通过试验来确定传感器对该材料的灵敏度以及该方法是否适合于该测量。

8.2.1 电容技术基础

电容是存在于任意两个由绝缘体分开的导体之间的一种电气特性。它最简单的模型是用空气隔开的两块金属板。使用电容式传感器时，传感器是其中的一块金属板，而被测目标是另一块。电容式传感器通过在传感器和目标之间产生一个交变电场并监控电场的变化来测量传感器和目标之间的电容变化。

电容受三个因素的影响：探测器与目标表面的尺寸、二者的距离和间隙的材料。在绝大多数应用中，传感器和目标的尺寸都保持不变。当测量导电目标时，间隙材料也保持不变。唯一剩下的变量是传感器与目标之间的距离，因此电容可以用于指示间隙尺寸或目标位置。需要对电容式传感器进行校准，使其输出的变化符合传感器与目标之间距离的变化。这被称为灵敏度。

8.2.2 目标考虑

电容式传感器产生的电场所覆盖的目标区域通常要比传感器区域大30%。因此，当目标比探测器的测量区域至少大30%时，可以得到最好的结果。如图8-2-2所示。如果需要，传感器可以按更小的目标进行专门校准。

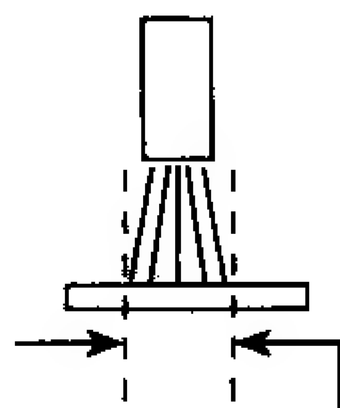


图8-2-2 目标上的“光点直径”大约比探测器的测量表面区域大30%

当测量绝缘材料时，传感器和导电目标之间的间隙距离保持不变，且被测材料穿过该间隙。这样，间隙将不发生变化，且唯一剩下的电容变量是间隙材料。传感器的输出将随材料厚度、密度或成分的变化而变化。保持其中的两个变量不变，就可以测量第三个变量。例如，当塑料条的成分和密度不变时，电容的变化将唯一反映厚度的变化。如图8-2-3所示。

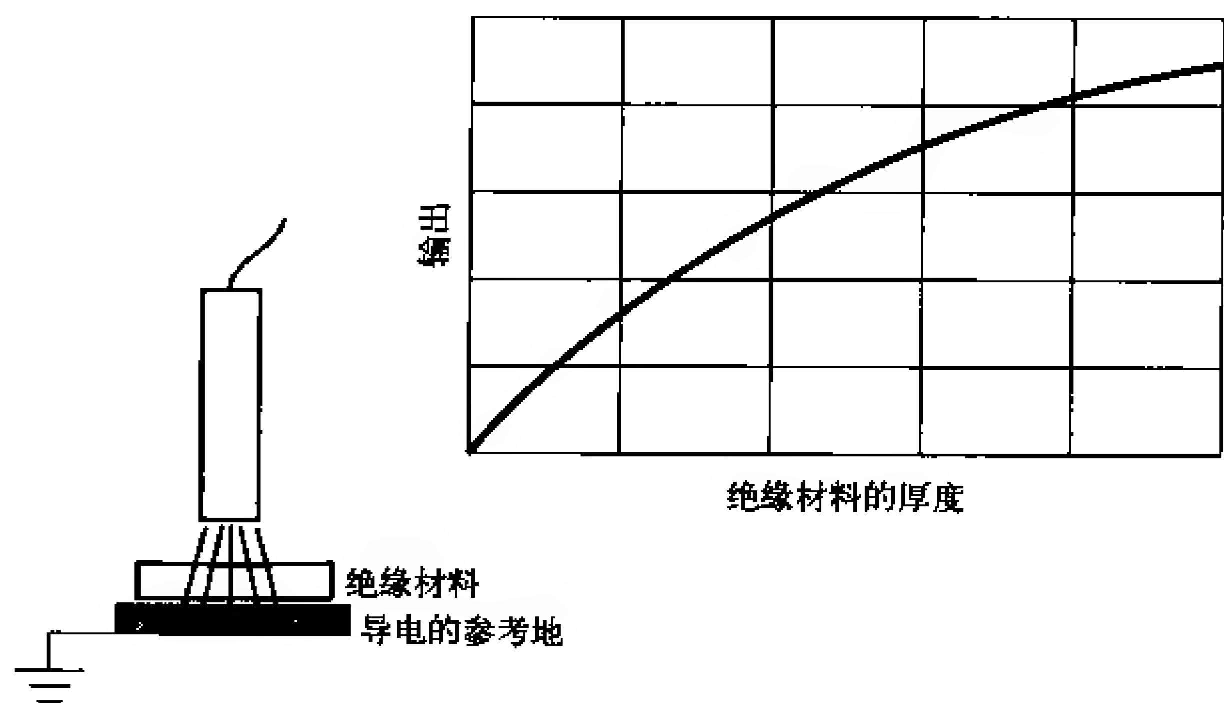


图8-2-3　测量绝缘体时，电容式传感器的电场在到达导电目标前通过绝缘材料

8.3　电感式传感器

电感式传感器又称为涡流传感器，是用来精确测量导电目标位置的非接触式器件。如图8-3-1所示。与电容式传感器不同，电感式传感器不受探测器与目标之间间隙的材料的影响，因此它非常适合于那些在间隙上可能出现油污、冷却液或其他液体的恶劣环境。电感式传感器对目标材料的类型非常敏感。铜、钢、铝及其他材料对传感器的反应都不同，因此为了得到最佳的性能，必须根据正确的目标材料对传感器进行校准。

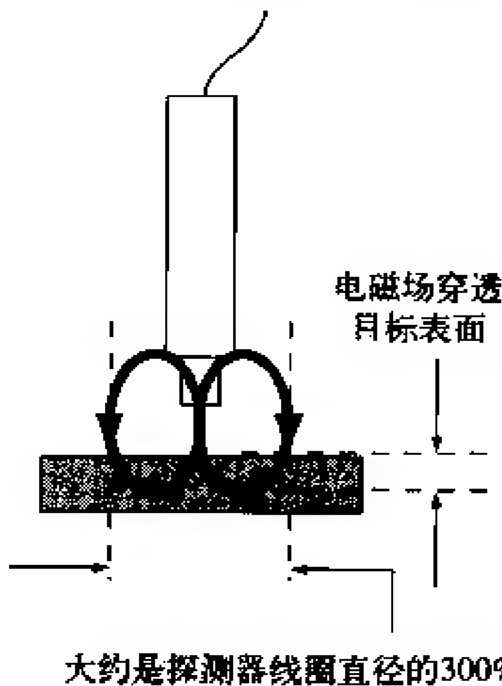


图8-3-1　电感式传感器利用电磁场进行测量

电感式传感器以面向纳米级解决方案、80kHz或更高的频率响应、不受测量区域内污染的影响等而著称。其典型测量范围是0.5mm~15mm，尽管在某些应用中可以实现更小或更大的范围。电感式传感器不受污染物的影响，这使得它成为恶劣环境或浸入液体中工作的极好选择。

电感式传感器的磁场会在目标材料内产生电流，因此目标具有一个最小厚度要求。具体细节将在下一节进行阐述。

8.3.1　电感技术基础

电容式传感器利用电场来测量目标的表面，而电感式传感器则利用穿透到目标

中的电磁场进行测量。通过在探测器末端的线圈上传递交变电流，电感式传感器在探测器末端周围产生一个交变电磁场。当该交变场与目标接触时，将在目标材料上诱导出微小的电流（涡流）。之后，这些涡流产生它们自己的电磁场。这些小的电磁场与探测器的电磁场发生作用，使得驱动器的电子线路可以对它们进行测量。探测器离目标越近，与探测器的电磁场作用的涡流越多，驱动器的输出也越大。

电感式传感器受三个因素的影响：探测器线圈和目标的尺寸、二者的距离以及目标材料。对于位移测量来说，传感器根据目标材料进行校准，其探测器尺寸保持不变，使得目标与探测器之间的间隙成为唯一的变量。由于不同的材料具有不同的灵敏度，因此涡流方法也可用于检测导电材料的裂纹、裂缝、焊缝和孔。

8.3.2 目标考虑

电感式传感器对不同的导电目标材料都非常敏感。传感器必须根据所使用的特殊材料进行校准。有些材料具有非常相似的表现，而有的则有显著差别。目标材料存在两种基本的类型：含铁（磁性）和不含铁（非磁性）。有些传感器可以工作于这两种材料，而其他则只能工作于其中的一种。有些含铁材料包含有铁，而大部分是钢。不含铁材料包括铝、铜、黄铜和锌等。

电感式传感器经常用于对旋转目标进行监控，如机轴和驱动轴。然而，对旋转的含铁目标进行测量会产生微小的误差，因为目标材料会发生细微的变化，这被称为电学振摆或磁性振摆。这些误差非常小，大约在0.001mm的级别，且在较大运动（如驱动轴）的测量中可以忽略不计。但是，电感式传感器并不适合对旋转的含铁目标进行高分辨率测量，因为它需要测量0.000 1mm的变化量。

理想情况下，目标的被测面必须比探测器的直径大三倍以上。这是因为电感式传感器探测器的电磁场近似为探测器直径的三倍。当需要时，传感器可以专门针对更小目标进行校准。

对目标的另一个考虑是目标材料的厚度。由于电磁场可以穿透目标，因此对目标有一个最小厚度的要求。最小厚度取决于材料的电特性和磁特性，以及驱动探测器的频率。随着频率的增加，最小厚度降低。下面这个表格列出了几种常用材料在典型的1MHz驱动频率下的最小厚度。

材料	最小厚度
铜	0.2 mm
铝	0.25 mm
304不锈钢	0.4 mm
黄铜	1.6 mm
1040钢	0.008 mm
416不锈钢	0.08 mm
铁	0.6 mm

8.4　电容式和电感式传感器类型

电容式和电感式传感器都存在三种基本的类型：接近开关、模拟输出和线性输出。

接近开关仅仅提供一个开关量的输出信号，用以指示目标是否在探测器的前面。激活接近开关所需要的探测器到目标的距离可以是可调整的，也可以是固定的。接近开关并不提供任何的目标实际位置，而仅提供目标的实际位置是否在设定的接近值之内。接近传感器的驱动器电子线路通常集成在探测器本体内。它们非常便宜而且很容易得到，但是它们并不适合于那些需要连续读取目标位置的精密定位应用。如图8-4-1所示。

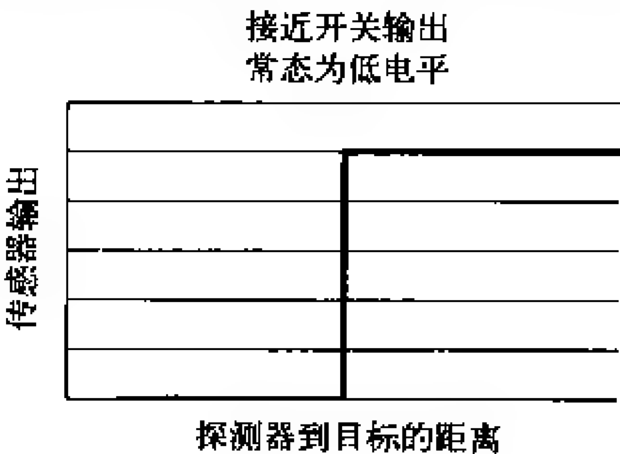


图8-4-1　接近类型传感器仅提供开关量输出且该输出由目标位置触发

模拟输出传感器提供一个与探测器与目标间隙的变化成正比的连续模拟输出电压。一般的输出范围是直流0~10V、直流±10V、0mA~20mA或4mA~20mA。采用模拟传感器后，输出与变化间隙的关系不再是线性的。尽管输出非线性，但它具有可重复性，可以实现对目标重复位置的精确检测。为了适应各种应用，模拟输出传感器通常可以进行增益和失调调整。此类传感器通常具有可调的定点输出。这使得用户可以设置激活数字输出的目标位置点。如图8-4-2所示。

对于位置重复性比位置精确值更重要的应用，以及相同的传感器应用到多种场合时需要各自重复校准的应用，这些传感器将非常有用。此类传感器用于与伺服控制相关的位置或其他生产过程的粗糙控制（此时，简单的更近或更远信息就已经足够，而不需要精确、绝对的位置信息）。

线性输出传感器输出一个与变化的间隙成线性关系的比例输出电压。一般的输出范围是直流0~10V、直流±10V、0 mA ~20mA以及4 mA ~20mA。为了使校准标准具有可追踪性，线性输出传感器通常在工厂进行精确校准，因此用户很少能够轻易地进行校准调整。如图8-4-3所示。

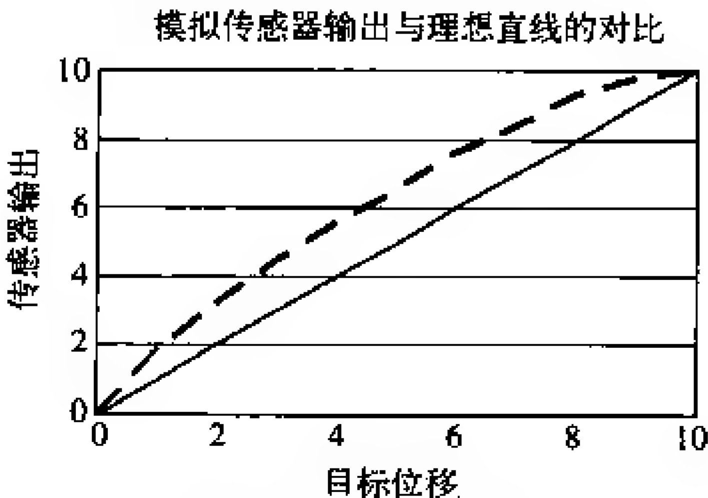


图8-4-2　模拟输出传感器的输出与目标位置成比例但不是线性关系

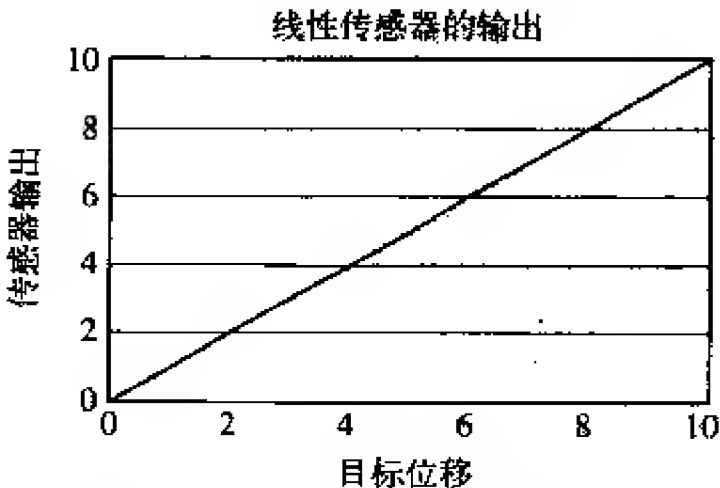


图8-4-3　线性输出传感器能够对目标位置进行精确、线性的表示

这些传感器用于需要在传感器量程内进行精确的尺寸或位置测量的场合。关键的尺寸测量需要使用这些精密的传感器。它们可用于半导体晶片生产中的光刻过程定位、磁盘驱动器工业、精密工程应用，以及所有需要精密、连续位置信息的场合。

8.5 电容式和电感式传感器的选型和说明

选择正确传感器的第一步就是确定上述三种传感器中的哪一种最适合于该应用。接近开关可用于简单地检测目标的存在。模拟输出传感器可用于对过程的简单控制。线性输出传感器可用于位置、振动和运动的精密尺寸测量。

8.5.1 物理结构

传感器具有多种多样的形状和尺寸。探测器通常呈圆柱状，并且具有各种各样的安装方式，包括通孔或内螺纹孔安装的螺纹体和夹具安装的平滑体。圆柱探测器的尺寸从3mm到超过50mm不等。探测器也可以是其他形状，如矩形或扁平且像硬币的圆盘。在那些不能容纳圆柱形探测器长度的测量中，这些探测器可以设计成较小的外形。

探测器的物理尺寸与传感器的测量范围和失调直接相关。较大的探测器具有较大的范围和失调。电容式和电感式传感器的测量范围可以很容易达到10μm~15mm。有些制造商可以根据个别应用对探测器进行用户定制设计。它们可以比标准版本更大或更小，或者可以集成于PCB设计或挠曲电路中，以包含在装备设计之中。

在不同的封装中存在多种驱动器，包括DIN轨道安装、插件卡、机顶盒以及嵌入到至探测器的线缆上的微小模块。有的驱动器集成于探测器本体，尤其是接近开关类型的传感器。

8.5.2 术语

为了针对不同应用选择最佳的传感器，首先必须理解指标中所使用的术语。不幸地是，并非所有制造商都采用相同的定义，而且它们很不相似。下面是经常碰到的术语和定义。

1. 输出或输出范围

输出描述了用于确定被测尺寸的传感器输出的类型和范围。典型的输出有：直流0~10V、直流±10V、4mA~20mA以及0mA~20mA。当目标沿着整个范围移动时，输出表示输出端的总变化量（接近开关传感器仅具有开/关的转换输出）。

2. 范围或测量范围

范围就是传感器的工作范围。有时，采用诸如2mm~3mm等范围来清楚地表示传感器的范围。这意味着当目标距离探测器表面2mm~3mm时，传感器能够测量目标的位置。然而，有时范围以单个尺寸给出，如1mm。这意味着传感器能够测量目标的总范围是1mm，但它并没有给出该1mm范围位于距离探测器表面绝对距离的哪个位

置。此时，通常给出另一个偏移或间隔的指标。如图8-5-1所示。

3. 偏移或间隔

偏移（offset）或间隔（standoff）指明了相对于探测器表面的传感器作用范围。上述2mm~3mm范围的例子可以表示为具有1mm的范围以及2mm的偏移。单极性输出（如直流0~10V）的传感器通常属于这种情况。如图8-5-2和图8-5-3所示。

有的制造商则可能采用双极性方法，定义该相同传感器具有2.5mm的间隔及±0.5mm的范围。这通常用于具有双极性输出（如直流±10V）的传感器。

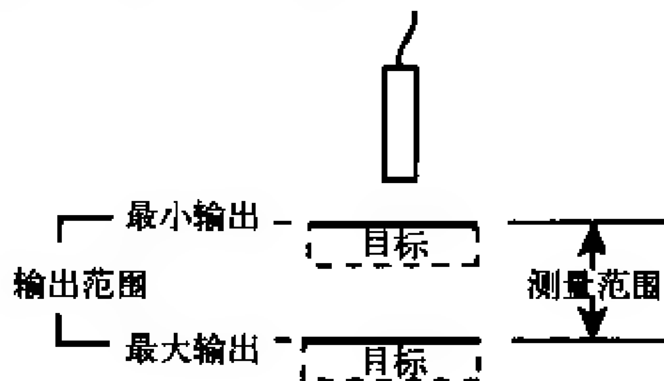


图8-5-1 传感器相对于目标位置的“输出”和“范围”

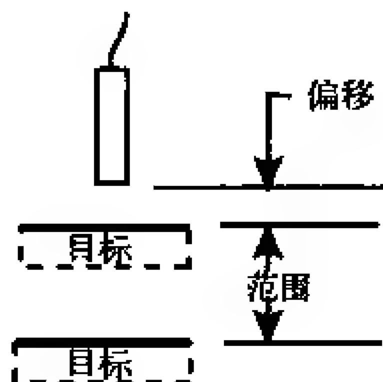


图8-5-2 有些范围用一个“偏移”值来定义

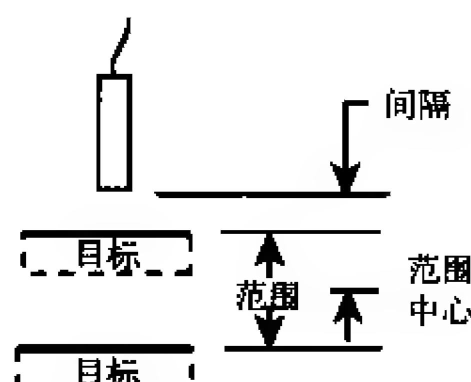


图8-5-3 有些范围用一个“间隔”值来定义

4. 灵敏度

灵敏度用于指示目标与探测器之间的间隙变化将引起多大的驱动器输出变化。如果灵敏度是0.1mm/1V，那么间隙每变化0.1mm，输出电压将变化1V。当绘制输出电压关于间隙尺寸的图形时，曲线的斜率就是其灵敏度。

5. 线性度

该指标仅用于线性输出类型的传感器，尽管模拟输出传感器有时也将偶尔用到。在绘制目标位置关于驱动器输出的曲线时，线性度可看作是对线的直线度的一种度量。它描述了实际输出与理想直线的偏离程度（理想直线根据端点绘制，通常采用最小二乘法进行拟合计算）。它通常根据占满量程的百分比给出。

对于在传感器作用范围内的精确测量来说，线性度是非常重要的。线性度仅是对传感器输出的直线程度的一种度量。它构成了精度的很大一部分，但并不等同于精度。传感器可能具有非常高的线性度，但却可能因为总灵敏度误差而变得很不精确。但是，非线性传感器的精度总是受其非线性度的制约。

6. 带宽或频率响应

当对振动目标进行测量时，传感器的输出与频率相关。随着振动频率的增加，

在某个频率点上，由于驱动器电子线路的频率限制，传感器的输出开始降低。通常采用带宽来描述输出降至−3dB（大约为70%）时的频率。例如，在带宽频率处，1mm的振动在输出端则表现为0.7mm。

7. 分辨率

分辨率可定义为系统能够实现的最小可靠测量值。测量系统的分辨率必须小于传感器的期望最小测量值。分辨率的主要决定因素是电气噪声。输出端的电气噪声将给输出造成微小的瞬态误差。即使在理想情况下，探测器与目标的间隙保持不变，驱动器的输出也将具有微小但可测的噪声，这看起来像是间隙在发生变化。该噪声是电子元件所固有的，它可以减小，但不能消除。

为了测量分辨率，可以通过示波器对驱动器的噪声电压进行观察并测量。该测量值可作为传感器的分辨率。但是，有两种方式可以对噪声的测量值进行计算。第一种是峰峰值，它仅仅是测量最高点到最低点的差值。另外一种是均方根值（RMS），它是一种与平均值相似但又不同于平均值的数学计算。分辨率的均方根测量值要比其峰峰值小得多。这两种都是合法的测量，但在对传感器进行比较时，应当确认使用相同的方法。

分辨率是与带宽相关的。较低的带宽意味着较小的电气噪声，因此分辨率也较低。在比较分辨率时，必须知道测量所在的带宽。许多制造商给出了不同带宽下的分辨率，而有的制造商则没有给出分辨率所对应的带宽，因此是一个不明确的指标。

8. 热误差

所有电子器件都有可能随温度而发生变化。除了电气漂移之外，膨胀和收缩而引起的探测器的物理变化也将产生与温度相关的输出变化。现在的许多传感器都具有减小或补偿热误差的设计，但它们都始终只是在一定程度上进行较小或补偿。包含热信息的指标有温度系数或热漂移。这些指标通常表明了温度每变化1度时的输出变化量。

9. 精度

精度是测量系统中所有误差源堆积起来的最终结果。有的误差源是传感器本身的一部分，如线性度误差、灵敏度误差和热漂移。其他误差源则是整体测量系统的一部分，包括固定装置或周围环境变化引起的系统内差分热膨胀、机械布局、电气噪声源以及解释传感器输出的设备的精度。由于精度包含了传感器之外的许多因素，因此传感器指标中很少包含有精度。

8.6 电容式和电感式传感器的比较

电容式和电感式传感器都具有其独特的特点。下面是对标准传感器的典型参数的比较。这主要是为了理解这些技术的区别。这些数据并非是详尽彻底的，因为也存在具有超过表8-6-1所列参数的传感器。

表8-6-1 电容式和电感式传感器的比较

参 数	电 容 式	电 感 式
典型范围	0.01mm~10mm	0.1mm~15mm
分辨率	2nm	2nm
所需测量区域	探测器直径的130%	探测器直径的300%
典型探测器尺寸	范围的800%	范围的300%
旋转目标	不受影响	对含铁目标有微小误差
目标材料	导电目标	仅导电目标
	不受材料差别的影响	受导电材料差别的影响
	也能测量绝缘体（如塑料）	不能测量绝缘体
间隙材料	测量绝缘间隙材料的变化	忽略绝缘间隙材料
成本	高	低

8.7 应用

这些传感器技术存在大量的应用。某些应用可以使用任何一种技术而取得同样好的效果，但其他应用则更需要其中的某一种技术。

8.7.1 传感器的典型工作原理

非接触式传感器通常指示已知状态的变化。它们并不经常用于绝对测量。安装探测器是为了使测量和输出以某个量为参考（通常是零）进行调整，而传感器则测量该部件的当前状态。之后，通过测量来处理传感器输出的变化，并指示它与初始条件相比的变化量。

8.7.2 线性或模拟

模拟传感器或线性传感器是否必要取决于应用所需要的精度和指标。通常，对于希望对某个特定的特征或参数进行具体的尺寸测量的应用，线性传感器是最好的选择。当目标应用只需要简单的“或多或少”类型测量时，模拟传感器就已经足够。

8.7.3 输出说明

可以通过下面这个简单公式将传感器的输出转化为尺寸单位

$$尺寸=输出\times灵敏度$$

当使用线性传感器时，该计算非常简单。线性传感器的灵敏度会在校准证书或传感器上给出。

将传感器输出的变化乘以灵敏度，就可以得到尺寸的变化。例如

$$(2V)\times(1mm/1V)=2mm$$

当使用非线性传感器时，灵敏度在整个范围内并不一致。可以通过试验来确定其平均灵敏度，即测量两个大小已知的主控零件（part master）、记录传感器对每个主控零件的输出并计算其灵敏度。

灵敏度=尺寸变化/输出变化

由于非线性的存在，每个与主控零件尺寸不一致的零件都存在测量误差。如图8-7-1所示。

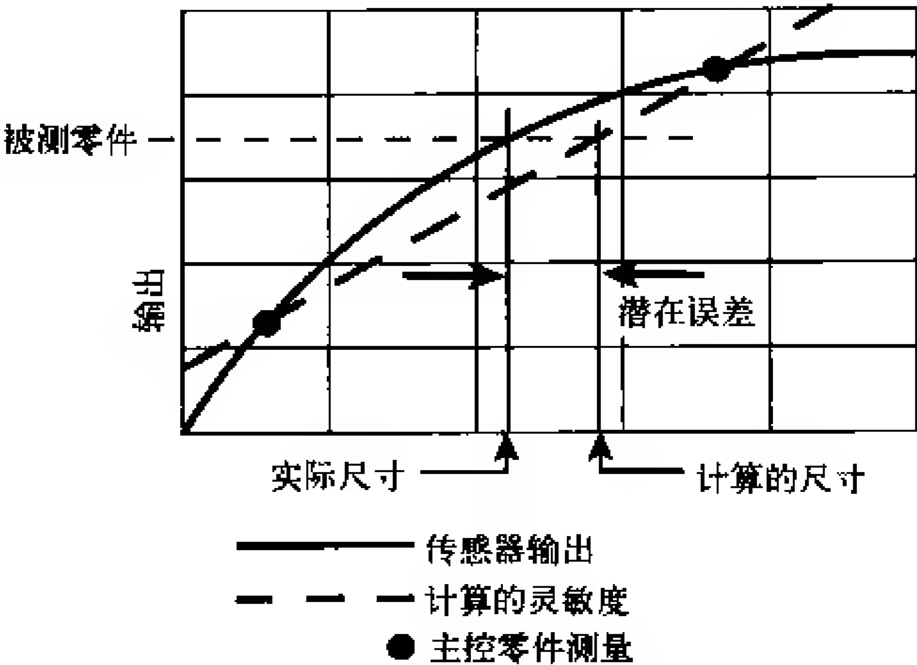


图8-7-1　用两个主控零件对非线性传感器的校准会在非主控点产生误差

对于使用非线性传感器的精密测量，需要测量并记录一系列主控零件。对每个连续的零件对都计算其灵敏度，而且每对零件的灵敏度都不同。这些测试性测量可通过计算机程序来计算其精确测量值。该程序可简单地确定所测零件的灵敏度，或者为了获得最高精度，可基于该测试性测量值构建一个多项式。如图8-7-2所示。

尺寸（mm）	输出（V）	灵敏度（mm/V）
0.00	0.00	
0.01	1.25	0.008
0.02	2.40	0.009
0.03	3.30	0.011
0.04	4.00	0.014

图8-7-2　在非线性传感器的范围内用多个主控零件来计算不同的灵敏度

8.7.4　多通道系统

相同物理目标的多通道测量通常要求传感器的驱动振荡器在频率和相位上保持同步。应当在向制造商订购产品时，详细指定多通道测量的传感器系统，以便对它们进行配置和校准，使其能够协同工作。有些要求相对较低的应用可以工作于两个独立且不需定制的传感器，但精密测量则需要同步传感器。

8.7.5　电容式或电感式传感器的应用

假定测量是在一个相对清洁的环境中进行，那么存在一些典型的应用，使得两

种技术都能够有效工作。如果环境发生变化，其测量间隙存在液体、冷却剂、润滑剂或其他外来材料，那么所有这些应用都只能使用电感式传感器。

本节介绍的所有应用都假定针对一个导电目标。

1. 相对位置或位移

这是位移传感器的最典型应用。过去，这种测量经常用于伺服系统、零件检测、光刻过程以及一系列从纳米到毫米的应用。如图8-7-3所示。

安装探测器的目的是监控目标的位置。

传感器输出的变化反映了目标位置的变化。当采用线性传感器时，将传感器的输出变化乘以传感器的灵敏度就可以得到尺寸值。有的测量系统具有内部显示功能，即对传感器的输出进行转换并显示相应的尺寸值。

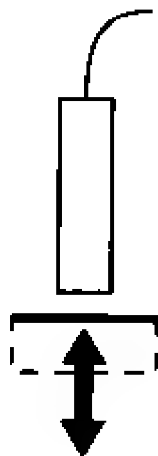


图8-7-3　非接触式传感器最基本的应用——测量目标位置

2. 位置窗口

一个非常典型的应用是位置必须高于某点且低于另一个点。此类应用通常采用模拟类型传感器，且设置两个或更多定点。如图8-7-4所示。

在该过程中，放置探测器是用来检测目标的位置。

需要调整每个定点的校准程序，使得其在测试或主控目标到达定点位置时便激活。

当定点1激活而定点2未激活时，该零件位于目标窗口。如果定点输出处于其他条件，那么该零件不再处于目标窗口，从而系统采取适当的行动。

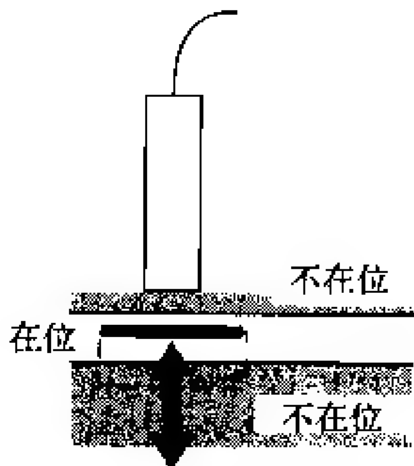


图8-7-4　使用一个具有两个定点输出的单个传感器或两个接近类型传感器来检测一个位置窗口

采用两个接近类型传感器也可以完成相同的工作。接近传感器的输出可以采用与模拟传感器的两定点输出一样的方式进行评估。成本、性能和探测器空间决定了最佳的解决方案。如果存在两个探测器的空间且该应用并不需要模拟传感器那样的高性能和可调整性，那么接近开关是更经济的方案。如果应用需要灵活性和可调整性，那么需要选择模拟传感器。

3. 偏差、变形和扭曲

该应用本质上是一种多通道的位移测量，用于测量物体的有意或无意扭曲。

需要安装几个探测器用来测量零件在不同区域的位置。当发生扭曲时，传感器可采集到各个通道的位置变化。该数据可直接由用户进行解释，或者反馈到计算机软件中对该扭曲进行分析和报告，并预测该扭曲对被监控过程的末端效应。如图8-7-5所示。

4. 热膨胀

热膨胀和收缩对精密过程具有重大的影响。例如，高性能机床（磨床、车床等）受轴的热膨胀以及整个机器的热膨胀的影响。如图8-7-6所示。这源于机器产生的热量，且在一定程度上源于周围环境温度的变化。

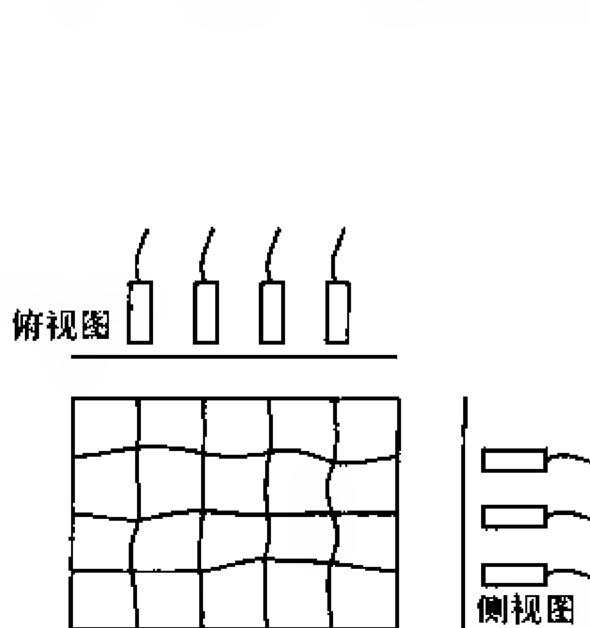


图8-7-5 用传感器阵列来测量表面的变形

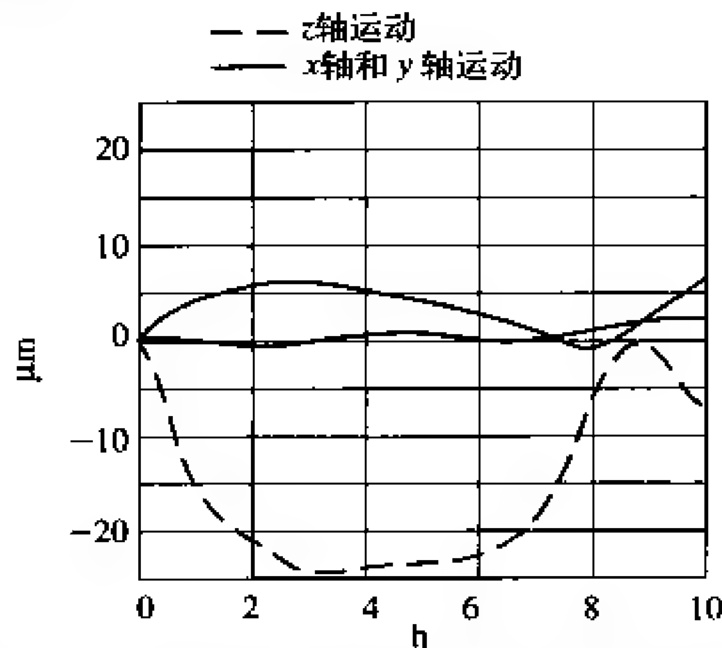
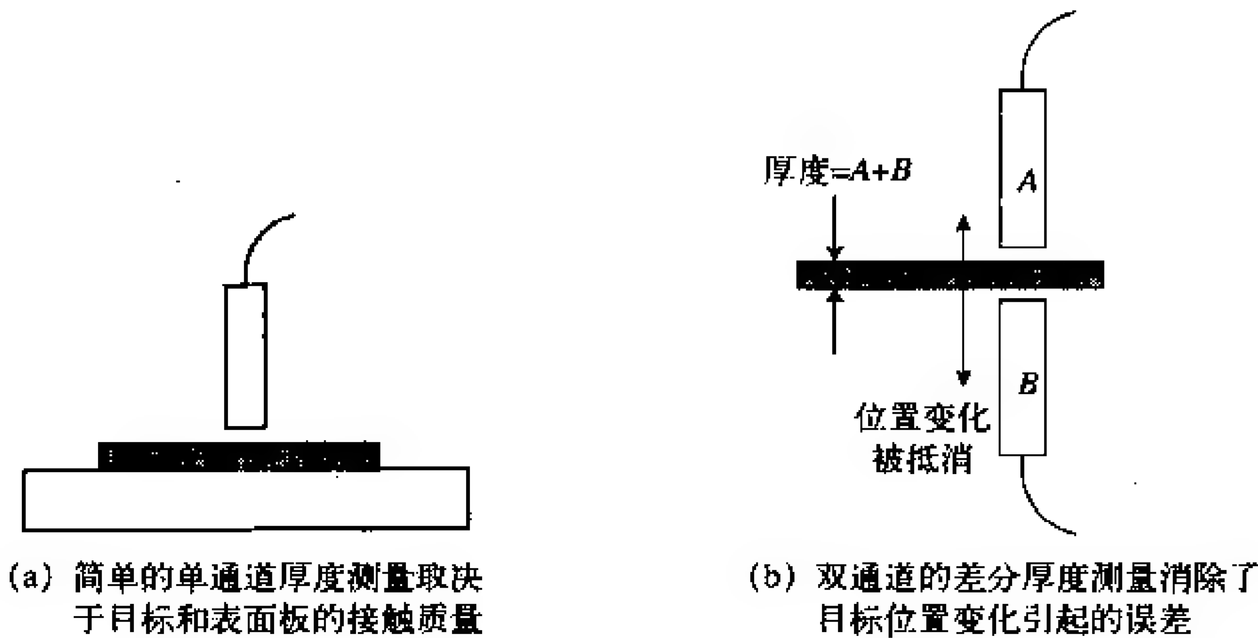


图8-7-6 电容式和电感式传感器监控精密机床上的热膨胀（这里反映出z轴增加了25μm）

存在一些方法可以解决热膨胀问题：① 在整个温度范围内测量其热膨胀，并基于当前温度在生产过程中对它进行补偿。② 对于机器产生的热量，测量它随时间的膨胀，以及确定使过程保持热稳定所需的时间，并包含一个适当的加热时间。③ 如果可能，使用一个传感器对生产过程中的膨胀进行监控，并实时补偿。

5. 厚度

存在两种方式来通过传感器对厚度进行测量。第一种是当目标停留在参考面时，对目标顶面进行基本的单通道位置测量。表面抛光、污染物以及其他影响目标停留参考面线路的因素都将使传感器在厚度测量中产生误差。如图8-7-7所示。



(a) 简单的单通道厚度测量取决于目标和表面板的接触质量

(b) 双通道的差分厚度测量消除了目标位置变化引起的误差

图 8-7-7

双通道测量可以实现不依赖于参考面的更精确厚度测量。其中，一个通道测量顶面的位置，而另一个通道则测量底面的位置。两者之和反映了所有厚度的变化，同时消除了目标在传感器之间上下移动所造成的误差。

正如本章前面所述，电感式传感器对目标有一个最小厚度要求。对于电感式传感器来说，箔等较薄的目标可能未必足够厚，这取决于特定的材料和电感式传感器。

6. 装配检测

许多装配包含有电感和电容零件。对于某些重要的装配，需要进行100%的检测，以确保装配包含那些可见或不可见的金属元件。如图8-7-8所示。

需要安装一个探测器，使零件在通过探测器时被检测到，即金属零件必须在传感器范围内通过。

调整定点或接近开关，使得只有当金属出现时它们才被激活。

在这个应用中（尤其是电感式应用），也可以使用接近类型传感器，但它可能不具备所需要的可调整性级别。

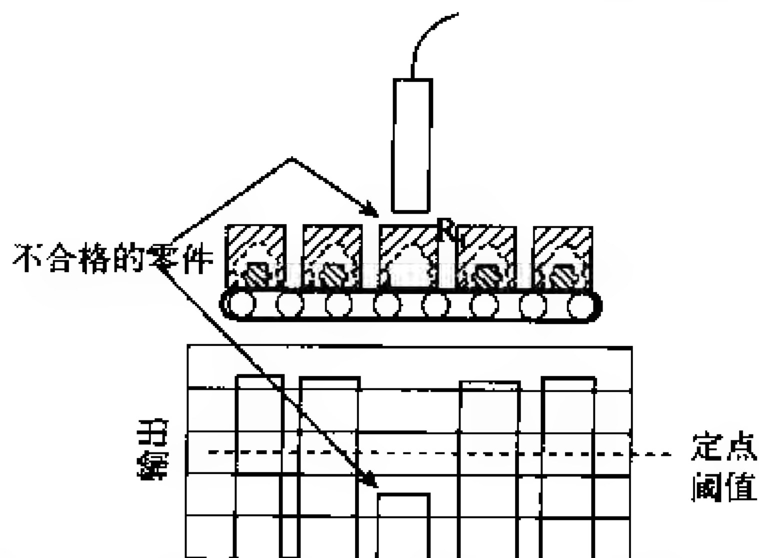


图8-7-8 采用一个具有开关输出的传感器在生产线上检测到一个不完备的装配

7. 振动

振动只不过是随时间的位置测量，但传感器的输出并不仅仅针对位置数据进行分析，它还要对目标运动的时间信息进行分析。传感器的输出可以在示波器上进行观察，也可以由一个计算机数据采集系统进行采集并用于数学分析。如图8-7-9所示。

有的制造商提供了能够与他们的传感器一同工作的基本信号处理模块。这些模块具有峰值捕获功能，即提供总指示器读数（TIR）输出。TIR是输出的最大偏移和最小偏移之间的差值。TIR输出可以反映目标振动的总幅值，但它不能提供关于振动的时间特性的任何信息。

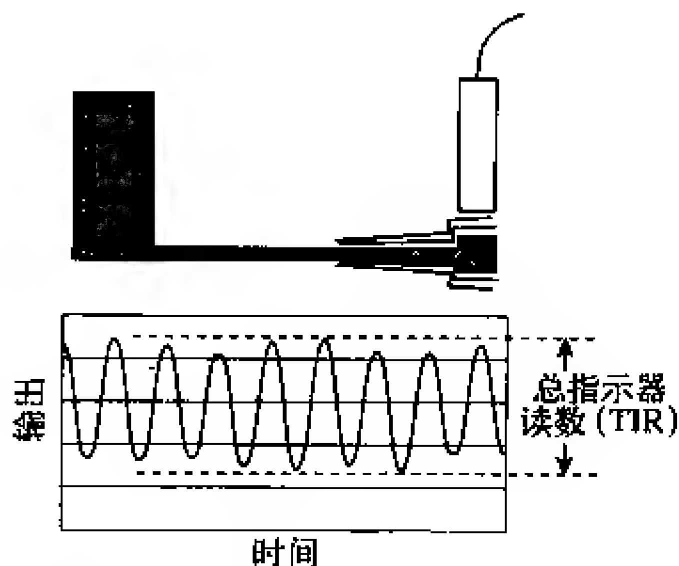


图8-7-9 简单的TIR测量可以对用于详细分析的随时间变化的振动进行监控

在测量振动时，带宽（频率响应）是传感器选型的一个重要考虑事项。如果测量只关注振动的总幅值，那么带宽只需要比最高期望振动频率稍大一点。如果测量是要对振动的时间行为进行详细分析，那么带宽必须比最高振动频率大三到十倍。

8.7.6 电容式传感器的应用

1. 精密主轴回转误差运动或振摆

磁盘驱动器和高性能机床中的精密主轴可以实现小于100nm的误差运动。磁盘驱动器主轴的误差运动是与磁盘上封装的信息数量直接相关的。机床的误差运动则与孔的圆度、特征位置以及表面抛光的质量等直接相关。对这些主轴的误差运动进行测量的唯一正确方式是在它们高速运转时进行测量。由于在测量含铁目标时，电感式传感器会产生旋转目标误差（电学振摆），因此这是电容测量技术的完美应用。如图8-7-10所示。

在机床应用中，一个精密主控零件作为目标被安装在主轴的刀架上。在磁盘驱动器应用中，磁盘主轴本身就是目标。

在x平面和y平面上各安装一个探测器（相隔90°）。

当主轴以工作速度旋转时，可在示波器上观察两个通道的输出，或者通过计算机软件对它们进行分析。在使用示波器时，x通道用于驱动水平轴，而y通道用于驱动垂直轴。这将得到李沙育（lissajous）模式图形。模式的尺寸和形状反映了主轴误差运动的数量和性质。如图8-7-11所示。

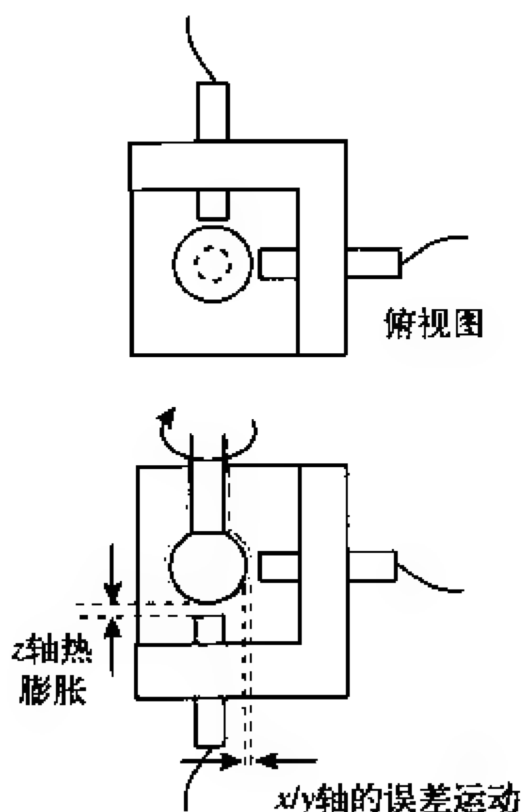


图8-7-10 在三个轴上用电容式传感器来测量高精密主轴的误差运动

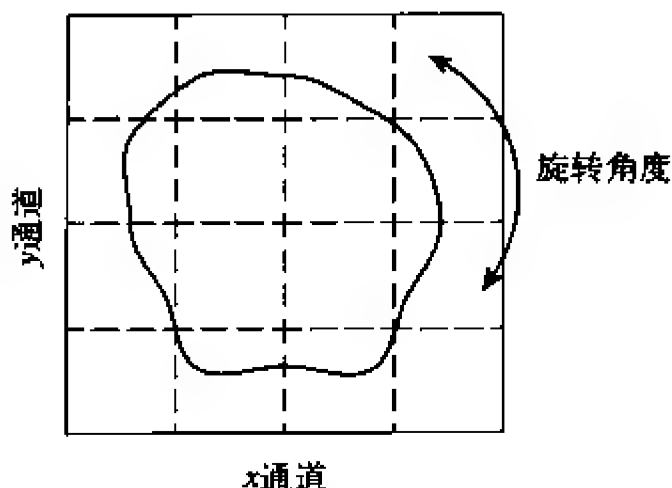


图8-7-11 对带x和y输出的示波器的水平轴和垂直轴进行驱动反映了旋转目标的运动

为了进行详细分析，计算机软件需要对同步误差运动（振摆）和异步误差运动（非重复性振摆，NRR）的测量值进行计算。

如果需要在恶劣环境下对含铁材料的旋转运动进行精确测量，那么可以通过在目标周围放置一个不含铁的套子来使用电感式传感器，或者描述目标的电学振摆并使用计算机软件来把它从结果中剔除。

2. 转子到定子的间隙使用嵌入式传感器

在空气轴承和磁悬浮轴承等精密旋转器件中，定子到转子的间隙是一个重要的尺寸。可以将电容式探测器嵌入到定子壁上，并监控转子的位置。传感器的输出作为伺服系统的输入，用于控制磁场或气压。如图8-7-12所示。

轴承制造商将经过特殊设计的探测器嵌入到定子的合适位置上，以便于最终的钻孔加工。经过最终加工之后，有嵌入传感器的定子将与标准定子一样平滑。当系统中安装有轴承时，探测器的电缆连接到驱动器的电子线路上，并且驱动器的输出连接到系统的伺服输入。当这些传感器用于机床时，能够在加工过程中提供极其灵敏的力测量。

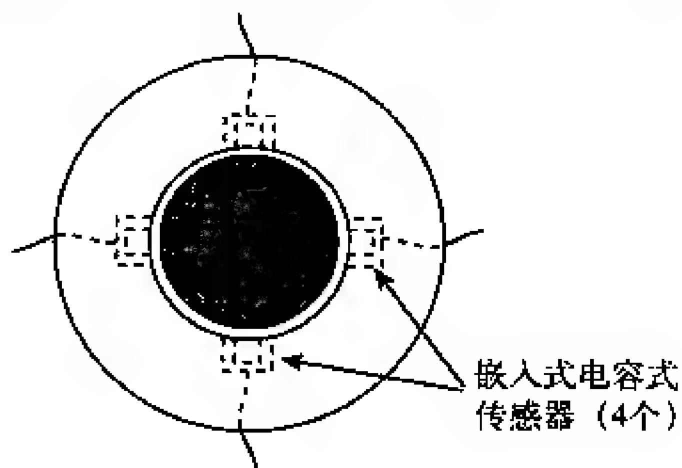


图8-7-12　嵌入式电容式传感器对空气轴承和磁悬浮轴承的旋转运动进行监控

3. 绝缘材料厚度

由于电容式传感器对间隙材料非常敏感，因此它们在测量绝缘目标时非常有效。假定绝缘材料的成分和密度保持不变，那么可以通过电容式传感器来测量其厚度的变化。

电容式探测器测量区域内的电场必须最终回归到地。按照定义，绝缘体不能提供地信号。通常，绝缘体按照图8-7-13那样进行测量，其目标材料位于探测器和参考地之间。探测器和参考地之间的间隙必须保持不变。间隙的任何变化都将作为目标材料厚度的变化。

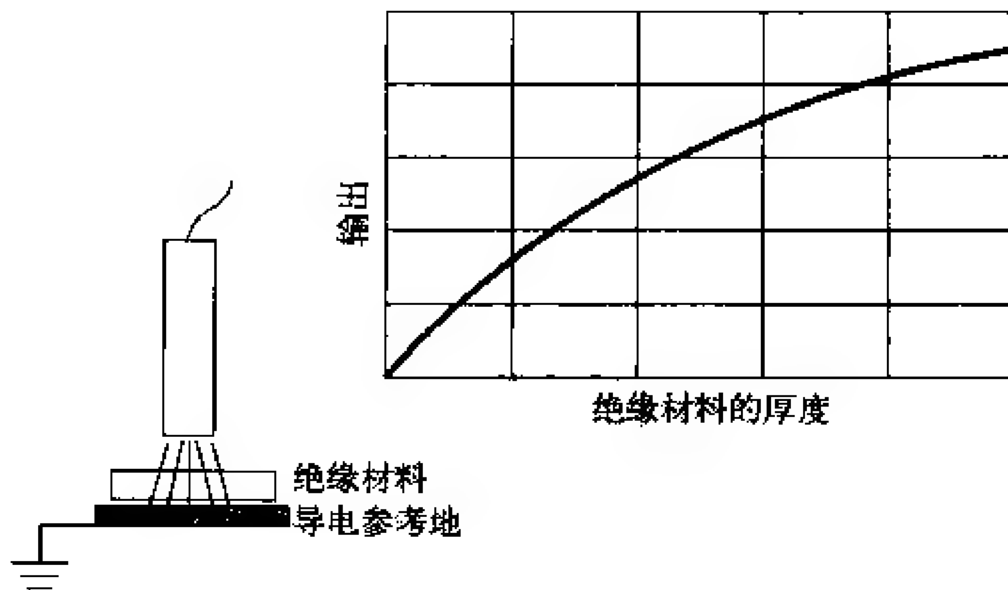


图8-7-13　可以相对一个导电表面对绝缘目标进行测量，但该导电表面必须保持静止

在某些不是很重要的应用中，绝缘材料的测量可以不通过参考地。此时，探测器的电场将缠绕探测器的接地外壳或支撑它的固定设备。如图8-7-14所示。

当绝缘目标靠近探测器时，它与电场相互作用，从而引起输出的变化。但此时，输出将对材料厚度的变化或材料位置的变化进行响应，从而发生变化。对于厚度测

量来说，探测器与前表面或后表面之间的间隙必须保持不变。或者，如果厚度保持不变，那么输出的变化将反映位置的变化。

在测量绝缘体时，必须通过测试来确定传感器对材料厚度变化的灵敏度。参见前面的输出说明。如果提供有材料样本，制造商可以对其灵敏度进行测定或校准，但该校准取决于测试材料（带样本材料）的一致性。

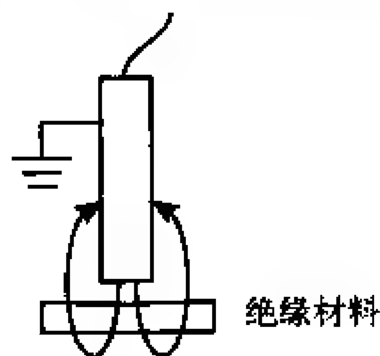


图8-7-14 采用边缘场可以测量绝缘体而不需要导电后板

4. 纸张的双进给检测

电容式传感器经常用于纸张的双进给检测（图8-7-15）。这项功能可能在高端复印机、大容量邮件收发机或纸币点钞机中实现。

该应用非常简单。当纸张进入系统时，它在电容式探测器和参考地之间通过。在设置阶段，将一个单张厚度的纸张放在探测器下面，并调整传感器使其为一个已知的输出（通常是零）。然后，将双厚度的纸张放在探测器下面，并调整传感器的增益，使其为一个已知输出（1V或5V）。该应用中采用的传感器通常包含一个可调定点输出。一般将该定点调整为激活双纸张输出的一半。例如，如果双纸张输出是1V，那么需要调整该定点使其在0.5V激活。这样，任何超过0.5V的输出都将在系统中触发一个错误。

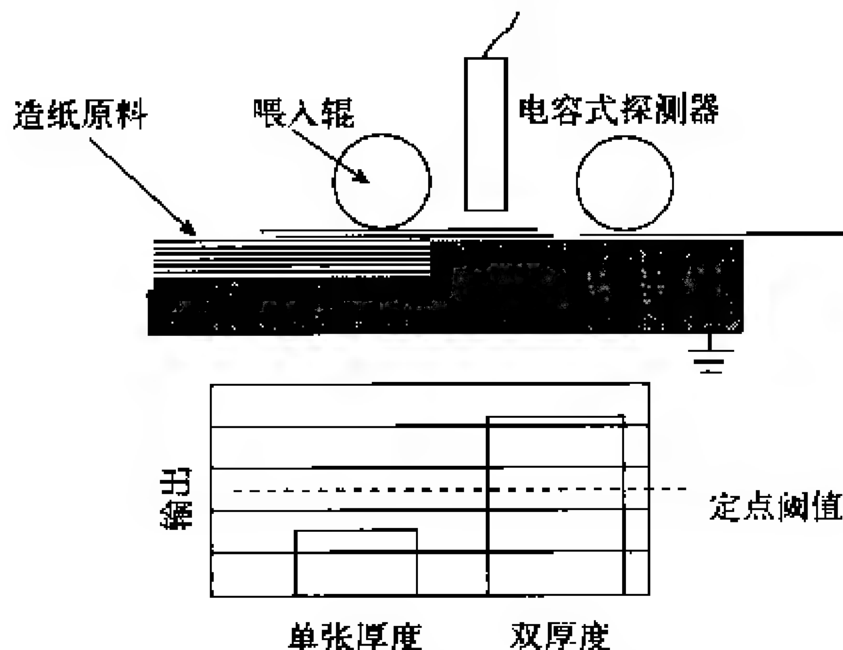


图8-7-15 电容式传感器用于检测间隙上材料（如纸张）数量的增加

与所有绝缘应用一样，对探测器与绝缘目标后面的参考目标之间的间隙进行控制非常重要。

5. 标签检测

当前，标签检测的技术水平是采用电容技术。在往容器上（如瓶子）放置标签的过程中，标签前沿的位置对于将标签放置在瓶子中央来说非常重要。采用光学传感器来实现这一功能。在20世纪90年代，空白背面的空白标签变得非常普遍，光学传感器也就不再有效。由于电容式测量仅仅检测密度或厚度的变化，而且不受颜色的影响，因此成为一种理想的解决方案。

在标签传感器中，标签边缘的检测是通过一个差分传感器来完成的。传感器实际上具有两个测量区域，它们由同一个电路进行驱动。仅仅当两个传感器之间存在差值时，传感器才激活其输出（这种特殊结构和应用受美国专利的保护）。如图8-7-16所示。

差分结构的优势在于传感器更加不受它与参考地之间间隙变化的影响。间隙尺

寸的任何变化对两个传感器来说都是一样的，因此在它们之间并无差别，其变化也不会影响输出。

6. 胶或纸添加剂的测量

在许多工业中，都采用电容式技术来确定绝缘材料上堆积的胶或其他材料的存在性和数量。如果潜在材料的厚度或密度保持不变，那么很容易通过电容式传感器来检测胶或其他材料的数量变化。

探测器的安装位置必须使得被作用的材料通过其测量区域。通过测试来确定传感器对材料的灵敏度，并使增益调整到一个合适的水平。之后，由控制系统对传感器的输出进行监控。如果材料不再出现则警告操作员，或者在更复杂的系统中，将输出用于控制被作用材料的流动。如图8-7-17所示。

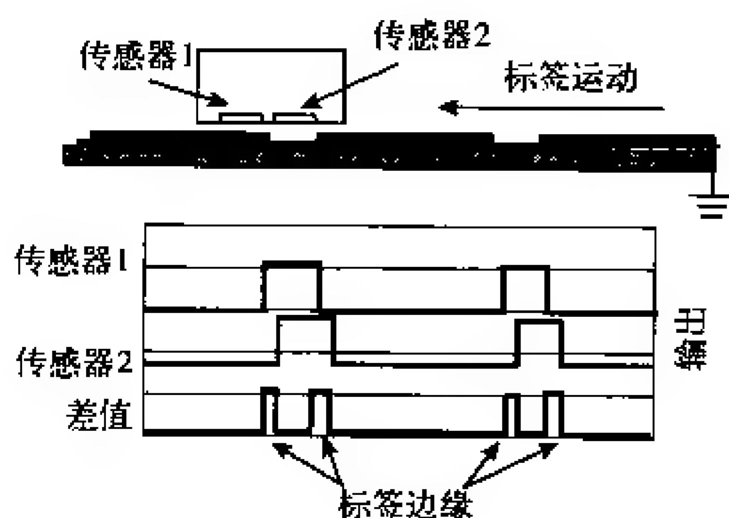


图8-7-16 差分电容式测量可检测标签与卷筒的间隙

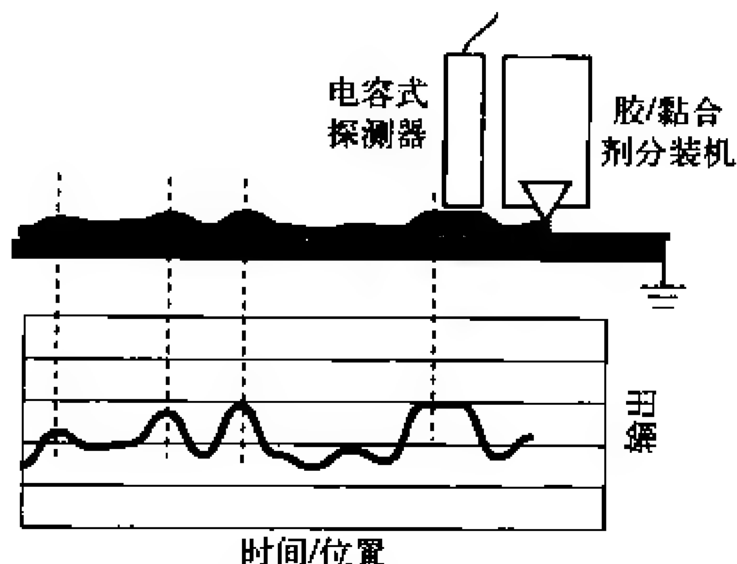


图8-7-17 电容式传感器对绝缘材料数量的变化非常敏感，这使它成为检测胶、黏合剂或添加剂的理想传感器

8.7.7 仅能使用电感式传感器的应用

这些应用要求传感器能够在污垢、恶劣的环境中工作（电容式传感器不再有效），或者具有独特的电磁场特性（与电场相对应）。

1. 驱动轴振摆或运动

电感式传感器在测量旋转、含铁目标时具有较小的误差，通常小于1μm。现实生活中存在许多发生在污垢环境中的旋转目标应用，而且电感式传感器非常适合于那些不需要较高分辨率的应用。如图8-7-18所示。

这些测量可以作为最终产品的测试过程（或永久安装）的一部分而加以执行。这样

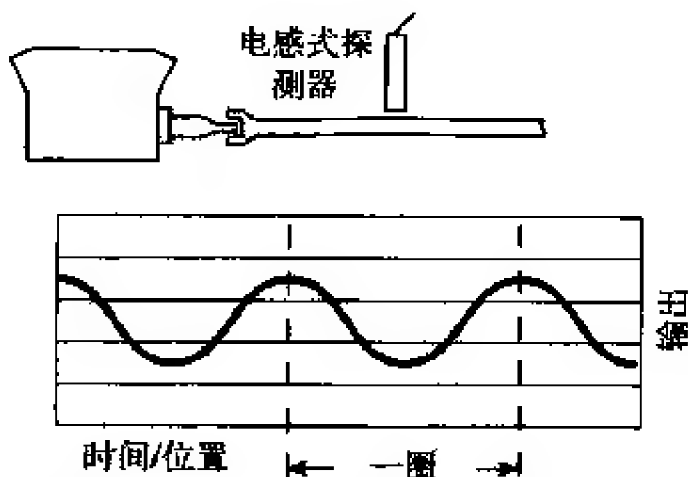


图8-7-18 当环境恶劣且不需要小于1μm精度时，电感式传感器是测量旋转运动的理想传感器

的例子包括运行于油槽中的驱动轴或机轴、水下推进器的驱动轴（在测量区域具有水喷雾或溅渣）及发电机轴（在工作中对它进行监控，以反映轴承的磨损）。可以通过操作员或计算机控制系统对传感器的输出进行监控。如图8-7-19所示。

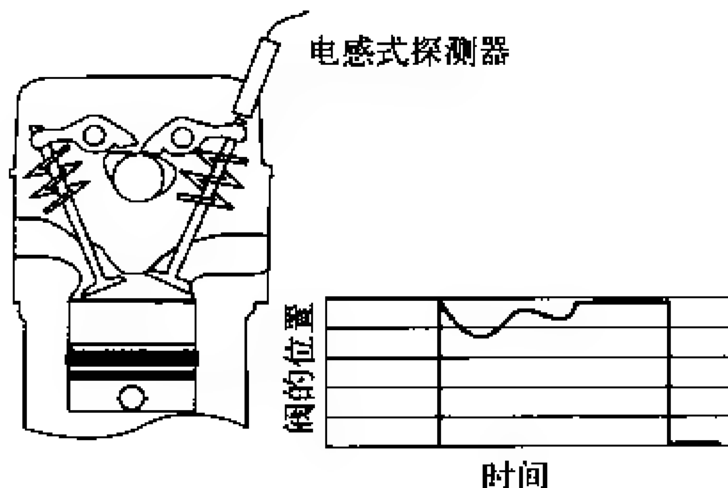


图8-7-19 电感式传感器不受油污的影响，可用于测试工作中内燃机的参数

2. 阀升程与活塞动力学

在工作过程中对内燃机进行测试是电感式传感器的理想应用。电感式传感器不受油的影响，这使得它可以在工作中直接安装在机车上进行测试。其中的一个测试是测量阀杆在其最高点的位置。探测器安装在机车中，必须保证其位置能够测量到阀杆在其最高点时的终端位置。在机车工作过程中对其进行测量，并反映出阀杆位置以及阀杆位置在连续移动中的可重复性。

3. 轧机辊缝

对薄片、线圈、棒材和型材进行轧制是将金属制成适当厚度、形状和材质的一个步骤。该轧制过程也控制着纸制品、橡胶、塑料、石膏板、工程木材以及其他材料的厚度、穿孔和材质。

轧机的轧制过程通过两个平行轧机之间的咬合面将材料压缩至一定的形状和厚度，其直径可达3ft(1ft=0.3048m)，长约是10ft或更长。根据材料特性和加工要求，可以对材料进行预热或者使用蒸汽和溶剂来处理工作流。

该过程需要对轧机间隙进行精确控制，以保证质量并防止轧机的碰撞损坏和过早磨损。

电感式位置传感器能够在恶劣加工环境且材料在运转的情况下精确测量轧机的间隙。这使得精密机械结构、实时轧机间隙控制、结构和运转间隙的SPC数据等对所有材料都有可能实现。如图8-7-20所示。

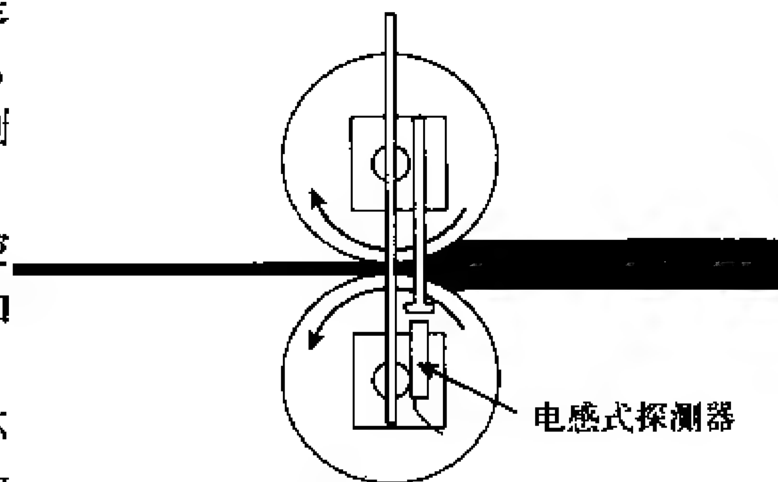


图8-7-20 电感式传感器可以通过监视轧机之间的间隙来控制材料的厚度

4. 螺纹检测

电感式传感器是检测内螺纹孔的螺纹存在性及其质量的理想方法。在传统的探测器设计中，其末端可以产生电磁场辐射，因此可以作为一个螺纹传感器。但采用特殊设计的螺纹探测器可以增加其灵敏度。这些探测器具有转动90°的内部线圈，因此电磁场由探测器的圆柱体往外发散。这使得电磁场可以更深入到内螺纹表面。在其最简单的应用中，它们被用于自动生产线，通过检测螺纹的存在与否来确定不合

格的丝锥，特别是在不允许有任何缺陷的场合。该探测器的一个更复杂的应用是监控螺纹的质量和深度，从而指示是否需要替换破损的丝锥。螺纹探测器还用于在插入过程中对已经损坏但仍然留在孔中的丝锥进行监控。当检测到一个损坏的丝锥时，自动控制系统将停止该插入动作，从而防止损坏探测器。如图8-7-21所示。

5. 冲压或成型的冲模保护

当零件通过冲压或成型工艺来加工时，可能不需要对最终产品进行离线测量，因为产品在发现缺陷之前具有非常好的质量。

采用电感式传感器，可以在成形过程中对零件尺寸、半模（die-half）的位置/运动、冲压成型和模具运动等进行实时测量。由于冲压工艺会产生很大的冲击，因此电感式传感器是唯一的选择。这常见于油污环境中。成型工艺会在传感器上产生高温（200°C）和很大的压力（20 000Pa）。如图8-7-22所示。

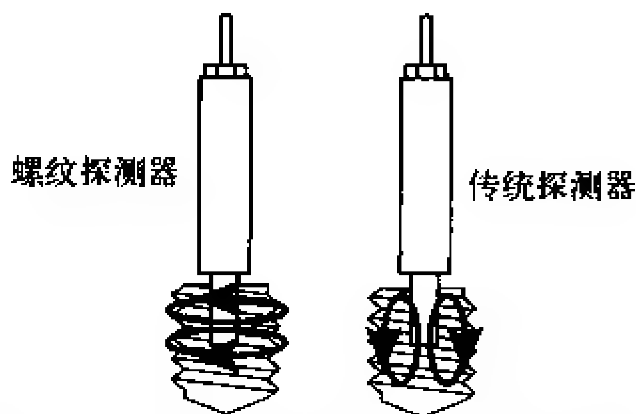


图8-7-21 电感式传感器可以检测内螺纹孔中螺纹是否存在或其质量

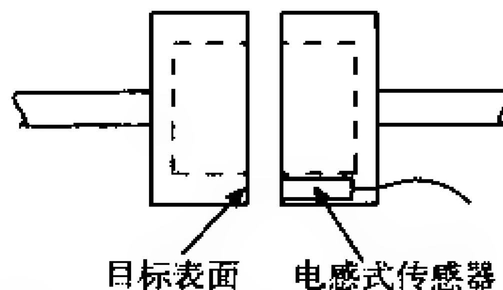


图8-7-22 电感式传感器可以监视注模，使其适时关闭

另外，这些系统可用于测量重要机械装置的尺寸，如冲压成型位置和模具与模心之间的间隙，从而确保了装置的正确性。

8.7.8 结合使用电容式和电感式传感器的应用

这是利用两种方法的差别的独特应用。

导电零件的薄膜或涂料厚度

多年以来，以非接触式方式来测量运动金属衬底（substrate）上涂料或薄膜的厚度一直就是一个非常困难的挑战。将电容式和电感式传感器的独特方面相结合，可以解决这个问题。

电容式传感器可以测量绝缘涂料或薄膜，但它受目标与运动衬底之间间隙距离变化的影响。当衬底运动时，不可能分辨出输出变化是由于涂料或薄膜的厚度发生变化还是由于衬底的运动引起的。

电感式传感器可以测量衬底的运动，但它不能检测出涂料或薄膜厚度的任何变化（如图8-7-23所示）。

如果同时使用两种技术并将其输出进行差分组合，那么衬底的运动可以通过该差分运算进行对消，从而只剩下薄膜或涂料厚度引起的变化。

厚度变化＝电容式输出－电感式输出

其本质是

厚度变化＝(衬底运动＋厚度变化)－(衬底运动)

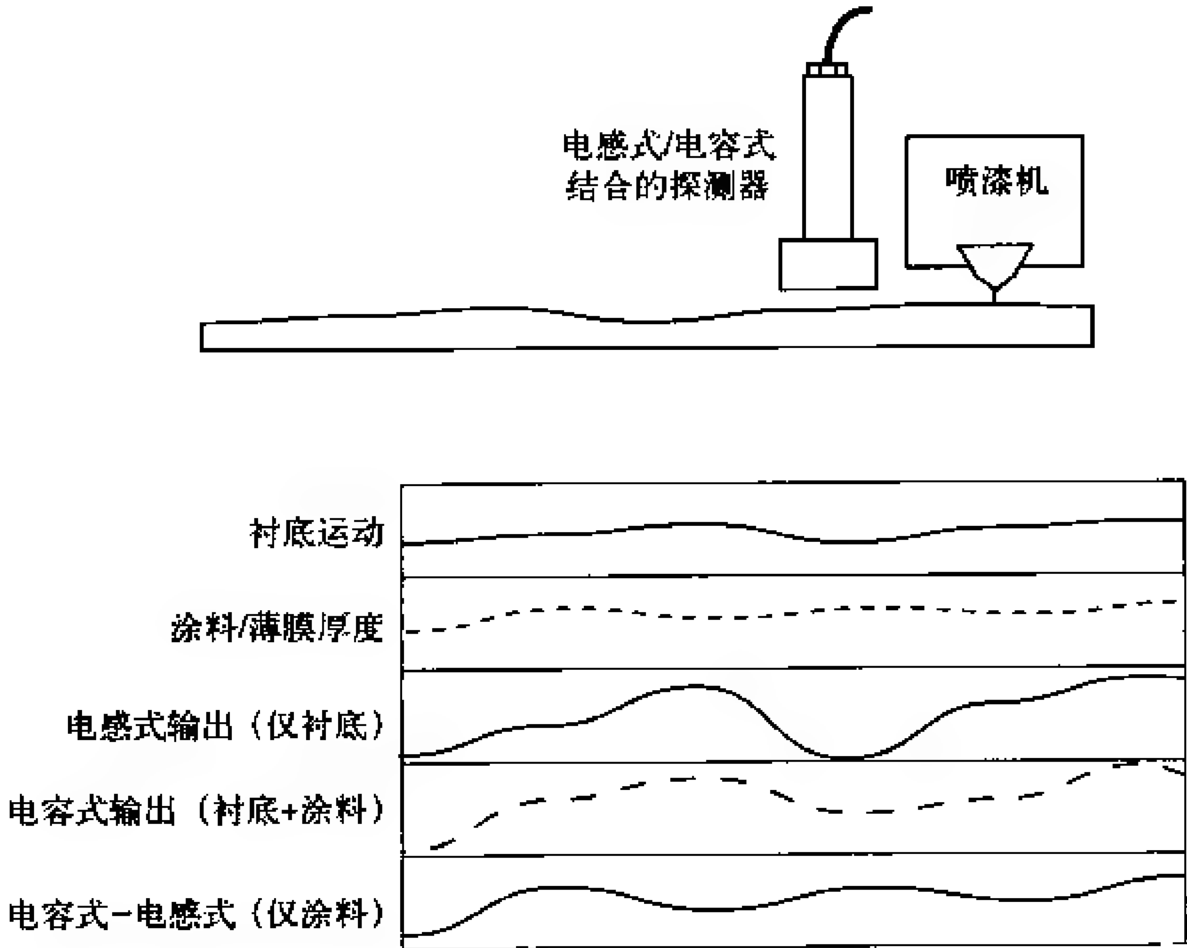


图8-7-23　在一个应用中结合电容式技术和电感式技术来测量金属衬底上的薄膜或涂料的厚度

为了获得最高的精度，应当使用特殊设计的探测器，即包含同轴构建的电容式和电感式测量元件。同轴构建可确保两个传感器对目标的相同区域进行精确读取。如果采用独立的传感器，衬底位移在两个不同位置的偏差将被认为是薄膜或涂料厚度的变化。千万不要低估这个潜在的误差源。当采用亚微米灵敏度的传感器时，微小的差异也能产生重大的影响。如图8-7-24所示。

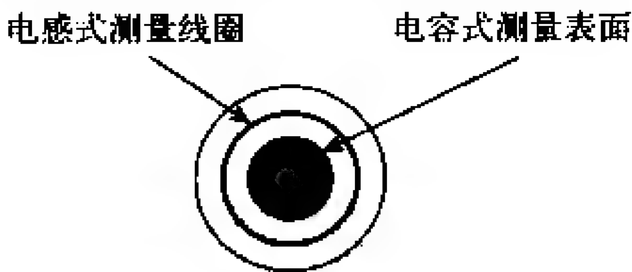


图8-7-24　电容元件和电感元件组合的探测器的端视图

8.7.9　最大效率考虑

温度效应通常是精密测量中的最大误差源。电容式和电感式传感器具有有限的与温度相关的漂移。但采用当前的设计策略，与固定设备的温度效应和目标的物理特性相比，其影响已经降至非常低的水平。

在设计测量系统时，必须谨慎地减小结构环（structural loop），即探测器安装点到测量点的总距离。结构环越大，越容易受温度变化的影响。也存在振动的可能性。

如果不仔细设计，探测器的安装系统将表现为一个大音叉，并以某个谐振频率振动。安装刚度是减小这些误差源的一个关键。如图8-7-25所示。

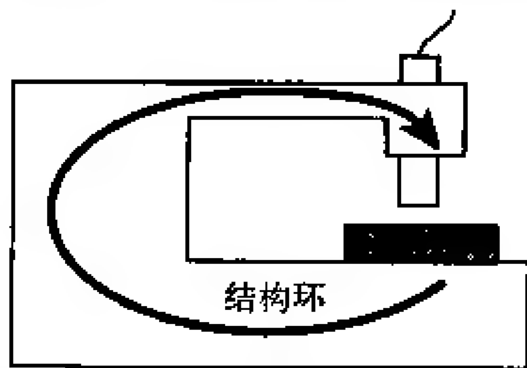


图8-7-25 大的结构环对振动和热膨胀非常敏感，应当使它们尽量小

很明显，处理温度相关的误差的最佳方式是在温度稳定的环境中进行测量。

8.8 最新进展和未来展望

人们对电容式和电感式测量的物理特性已经有很长时间的了解，而且探测器的结构设计并没有太多可供重大改进的空间。传感器区域与其测量范围之间的关系本质上仍然没有改变。然而，电子工业继续以惊人的速度向前发展。进展之一是降低了电子放大器所固有的电气噪声。这带来了分辨率的增加，使得在高端系统中可以进行纳米级的测量。

另外一个进展是小型化。随着电路变得越来越小，实际探测器所包含的电子线路能够处理更多的传感器。此类传感器不能提供足够的可调整性，因此具有可调按钮和开关的外部电子线路仍然是当今那些需要用户设置和调整的应用的标准。但随着计算机技术的小型化，具有内嵌电子线路的探测器开始出现，而且它可以通过一个简单的串行接口对内部电子线路进行调整，而不是通过外部的物理调整。很明显，这些传感器需要连接到一个外部计算机或控制器，由它们来向传感器发送设置命令。

8.9 总结

将电容式和电感式传感器用于解决测量问题已经有好几十年的历史。随着每个新时代以及诸如自动控制等先进技术的到来，这些传感器的需求和机会也持续增加。每年都会有电容式或电感式测量解决方案出现，且它们可以解决困扰工程师多年的问题。逐渐增加对这些测量技术的认识将带来更好的解决方案，以及更节省的资源。

资源

1. Lion Precision 的电容式测量理论
www.lionprecision.com/theory
2. 2003年Lion Precision的电容位移测量
包括11页的电容式测量理论的教程，可由如下渠道获得
Lion Precision
563 Shoreview Park Road
St. Paul, MN 55126
USA
651-484-6544
www.lionprecision.com

第9章　传感技术中的电磁学

Thomas Kenny博士　斯坦福大学机械工程系

9.1　概述

本章讨论电磁学在传感技术中应用的基本原理。鉴于目前很多类型的传感器都以电磁学为基础，本章论述各种各样的设计并评述几种产品类型。

9.2　电磁学和电感

在进一步介绍电磁学之前，我们首先回顾一下电子电路中使用的电感器的性质。电感器是一种阻碍电流变化的无源电路元件。这种特性可以用以下的方程描述：

$$V = -L\frac{\partial I}{\partial t} \tag{9-2-1}$$

式中，L为电感，单位为亨利。由式（9-2-1）可见，只要通过电感器的电流发生变化，其两端就有电压。负号表示电压（V）抵抗电流的变化。也就是说，每当外部电路产生的电流增加，电感器就必须产生一个电压来抵消此电流导致的电压增加。

（对本章所有微分方程）假设电流和电压均用振荡量表示

$$V = V_O e^{i\omega t} \tag{9-2-2}$$

$$I = I_O e^{i\omega t} \tag{9-2-3}$$

则有

$$V_O = -i\omega L I_O \tag{9-2-4}$$

若应用欧姆定律（$V=IR$），则电感器的有效电阻为“R”=$-(i\omega L)$。同电容的“电阻”一样（“R”=$1/(i\omega C)$），i表示电压与电流的相移，ω表示有效电阻随频率增大。

根据以上分析我们很容易想到如何搭建大批的电感测量电路，这与电阻测量电路（分压器或电桥）极其类似。事实上，电桥是最常用的电感测量方法。

典型的电感值为多少？线圈的电感可由式（9-2-5）给出

$$L = \frac{\mu_O N^2 A}{length} \tag{9-2-5}$$

假设某线圈的直径和长度均为1cm，匝数为1 000，则

$$L = \frac{\left(4\pi\times10^{-7}\,\mathrm{H/m}\right)\left(1\times10^{3}\right)^2\left(\pi(5\times10^{-3}\,\mathrm{m})^2\right)}{(1\times10^{-2}\,\mathrm{m})} = 9.9\times10^{-3}\,\mathrm{H} \tag{9-2-6}$$

如果现在我们想测量该器件的有效电阻，则需要使用工作在某频率上的振荡电压。通常我们使用1kHz的频率，则该器件的有效电阻仅约为60Ω。显然，该电阻很小，很难进行高精度测量。为此，我们可使用更高的频率。

我们真正想要的是电感更高的电感器。这可用类似电容中所采用的方法来实现。可以给电感器中的线圈填充一种磁导率较高的材料。例如，铁的相对介电常数约为300，坡莫合金的相对介电常数则高达5 000。因此，我们常常看到垫圈中填有金属材料（例如铁）。

为了理解带线圈的情况，必须回顾一些电磁理论。我们将回顾部分电磁学定律，讨论一些电磁效应的例子。

奥斯特发现电荷的运动（电流）产生磁场。对于直导线这个简单的情况，导线周围的磁场表示为

$$B=\frac{\mu_0 I}{2\pi R} \tag{9-2-7}$$

磁场是个矢量，因而我们还需关心其方向。对于直导线，场线形成围绕导线的环路，环路的方向由右手定则决定。

对于1A的电流，离导线1cm远处的磁场为

$$B=\frac{\left(4\pi\times10^{-7}\,\mathrm{H/m}\right)(1\mathrm{A})}{(2\pi)(1\times10^{-2}\,\mathrm{m})}=2.0\times10^{-5}\,\mathrm{T} \tag{9-2-8}$$

一般认为地球的磁场约为5×10^{-5} **T**，因此上述磁场弱于地球磁场。可见，导线周围的磁场通常可以忽略不计。

电荷只要在磁场中存在运动，必然受到力的作用。这种力可由式（9-2-9）表示

$$\boldsymbol{F}=q\boldsymbol{V}\times\boldsymbol{B} \tag{9-2-9}$$

由于$\boldsymbol{V}$、$\boldsymbol{B}$和$\boldsymbol{F}$均是矢量，应该把上式看作矢量叉乘并运用右手定则来判断所产生的力的方向。

这种情况下，力总是垂直于速度并把自由运动的电子引入到圆形轨道。由于该力总与速度垂直，因此电子的速度大小保持不变。

最后，法拉第电磁感应定律说明，当穿过闭合回路的磁场发生变化时，线圈上总会感应出电压。磁通量ϕ定义为闭合回路的面积与垂直于闭合回路表面的磁场分量之积。

因此，感生电压为

$$V=-\frac{\partial\phi}{\partial t} \tag{9-2-10}$$

综合上述知识，我们来回顾感应这一概念的内涵。设有一个简单的线圈，设法使流过线圈的电流突然发生变化，那么最初的电流流动将在线圈内产生一个磁场。磁场逐渐增强，线圈的磁通量发生变化，则会出现反向电压。最终，电流增加到最大值后，磁场稳定下来，反向电压逐渐消失。

以上的这些方程中不少带有负号。只要不求精确，人们很容易理解所谓的楞次

定律，该定律表明，这些相互作用的总的效果是阻碍磁场的变化。对于电感器，电磁场的相互作用通过阻碍线圈中磁场的变化来阻碍电流变化。这种效果在任何基于电感的传感器中都能看到。

9.3 传感器应用

图9-3-1是一个解释法拉第电磁感应定律的很好的例子。闭合回路放于永磁体两个极面之间。磁场存在于两个极面之间的区域，在其他区域本质上为零。因此，这种情况下穿过闭合回路的磁通量就是磁场内的闭合回路的面积乘以磁场值。

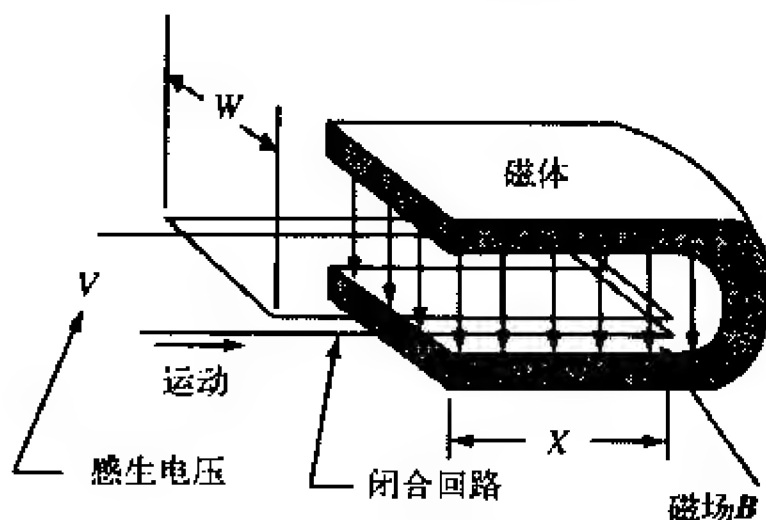


图9-3-1 磁传感器

闭合回路侧向运动时感生出电压V。这种情况下，假设闭合回路在上图中左右运动，则磁通量由式（9-3-1）给出

$$\phi = Bwx \tag{9-3-1}$$

式中w为回路宽度，x为落在磁体内的闭合回路长度，B为该磁体的磁场。因此，电压为

$$V = -\frac{\partial \phi}{\partial t} = -Bw\frac{\partial x}{\partial t} \tag{9-3-2}$$

由于dx/dt 实际上是线圈的速度，这种结构可用作运动检测器而不能用作位置检测器。这种方法是所谓的“运动线圈”检测器的基础。运动线圈检测器中，只要外部信号引发线圈相对于磁体的运动，就会感生出电压。基于这种器件的一个很好的商业产品例子是由GeoSpace公司生产的地震检波器（如图9-3-2所示）。该设备通过一组线圈来测量由弹簧支撑的磁体的运动导致的差动电压。该设备的谐振频率通常相当低（约1Hz），一般用来测量地震信号或其他的低频地面振动。在石油勘探行业中，该设备常与埋地炸药一起用于探测地下存储的资源。

在传感器中运用电磁学的另一种常见方法是电感式接近传感器，如图9-3-3所示。这里，在电桥中把一对线圈连接起来并用交流信号进行偏置。若把一个导体置于该器件的末端附近，则该导体到测量线圈的距离比到参考线圈的距离更近。导体的出现带来了重要而复杂的影响。

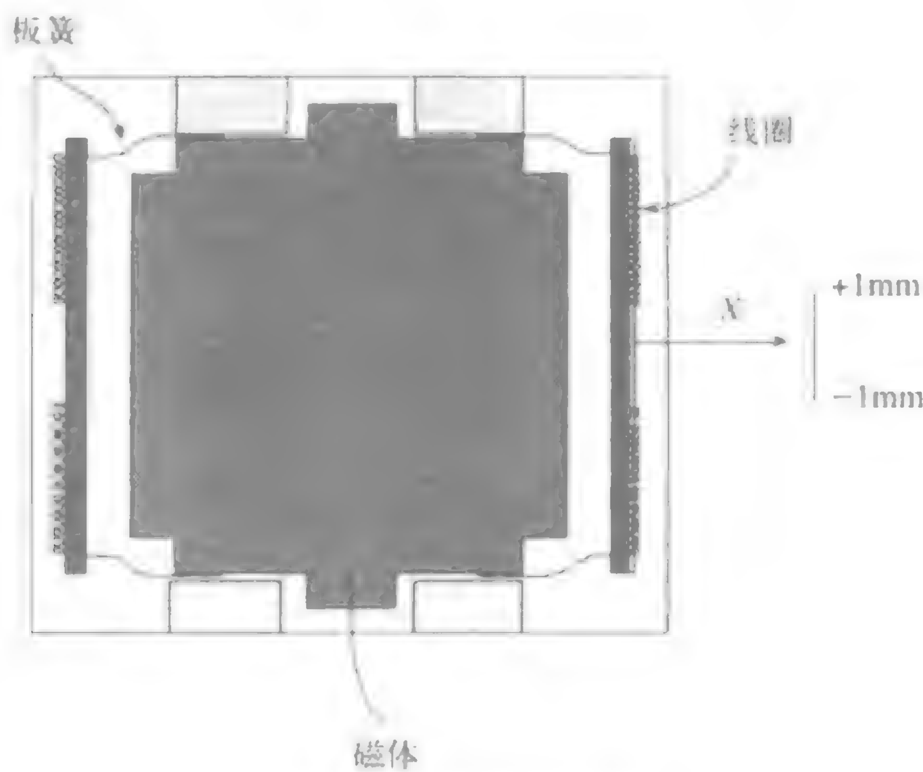


图9-3-2　地震检波器

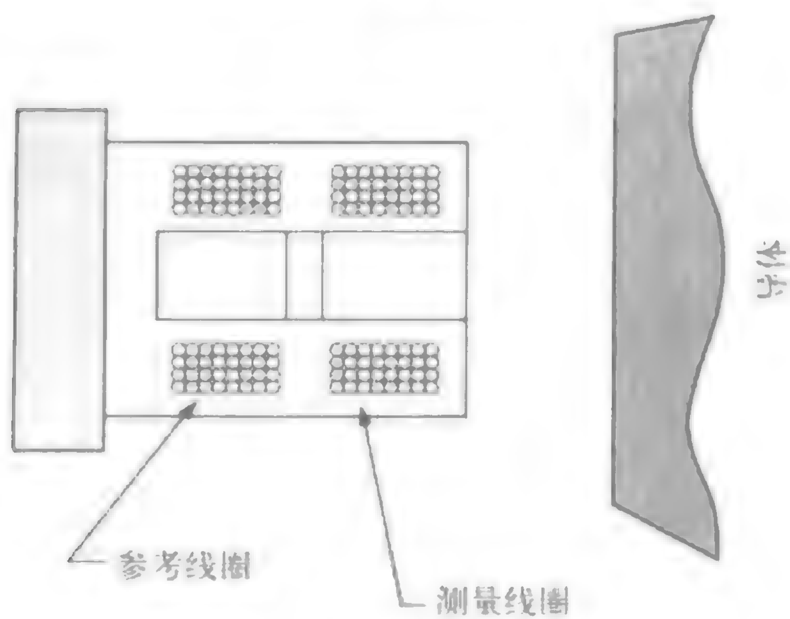


图9-3-3　电感式接近传感器

一张金属板可以描述为各种各样的本质上自由的电子。若电场作用到该金属，电子可以几乎无阻力地自由运动，因而金属板的电阻很小。当受到磁场作用后，电子受到洛仑兹力，使其运动轨迹弯曲成圆形。这些圆形轨迹产生了新的从金属板伸出穿过器件线圈的磁场。由于测量线圈距离金属板更近，因而穿过测量线圈的金属板产生的磁通量更大。这个额外的磁场对线圈感生出额外的反向电压，其作用是增加线圈的电感。由于测量线圈距离金属板更近，其增加的电感也就相对较多。

图9-3-4所示的电桥用于测量电感的变化。可以看出，(由于目标更靠近测量线圈)测量线圈的电感变化比参考线圈要大，这导致了电桥输出端产生交流电压。交流电压的幅度与两线圈电感之差成正比，而电感之差又与到金属板的距离存在复杂的关系。由于距离与电感变化之间的实际关系依赖于电路的几何布局，相当复杂，难以推出一般的关系式，因此，该方法一般用于精度要求不高的位置测量。

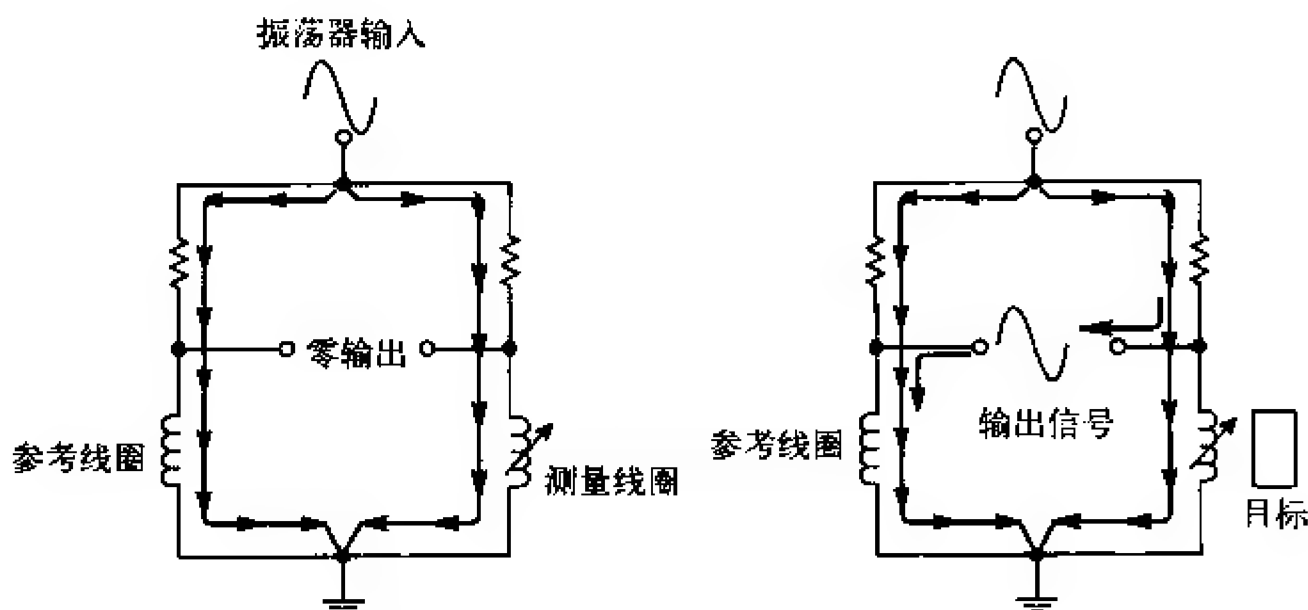


图9-3-4 使用电感器的电桥

然而，指示金属物体存在性的信号在实际中获得了许多重要应用。例如，近来不少机动车辆互通式立交桥都依靠这种电感式接近传感器来检测是否有汽车处于左转车道或在其他车道等待。晚间，这些系统用来控制街道交叉路口的交通。读者将会发现，左转信号激活的速度取决于车辆的位置。如果仔细研究，就会发现，路面有一个圆形切口，切口中可以埋入一对用于检测汽车中金属物存在性的线圈。为了激活传感器，在线圈通电后汽车的位置必须使充满磁场的线圈上面的区域含有大量的金属物。

市场上出现了大量的基于这种通用技术的商用电感式接近传感器，部分小型化之后用于机器人。

若由铁磁材料制造改变电感的金属物，就会出现一种不同又很重要的现象。铁磁效应是边界电子和原子核的磁场分量与外部场相互影响的效应。铁磁体中磁场分量的方向可以与外部磁场一致，这带来有效场的放大（可以很大）。此外，在外部磁场移除后这种一致持续存在，即使方向可能发生变化。

由于磁场可以放大高达1 000倍，铁磁材料极大地提高了电感线圈电桥的灵敏度。因此，这类传感器对铁磁体格外灵敏。人们经常看到这类传感器用于检测连接在运动金属物上的小块铁磁体。

图9-3-5给出了使用铁磁元件的一个常见的例子。该系统中，一个线圈的方向朝向另一个线圈的一部分，来自该线圈的磁场量取决于铁磁元件的位置。图9-3-5所示的系统中，拾取线圈（与V_{out}相连）的两个部分反方向连在一起。若没有铁磁，耦合线圈的两个部分的磁通量大小相等、方向相反，V_{out}为零。当铁磁置于中间时，磁通量也会完全对消。然而，若铁磁体位置偏移，则磁通量的平衡发生变化，净效应是耦合线圈两端产生电压输出，其幅度

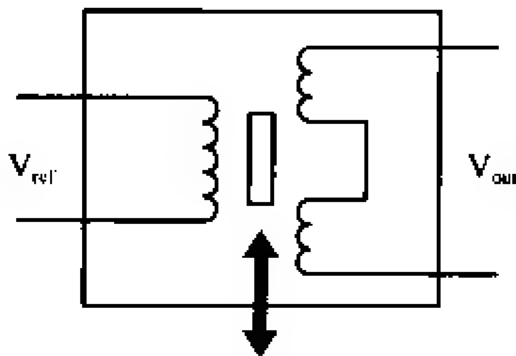


图9-3-5 电感传感器电路图

与铁磁体相对于中心位置的偏移成正比。

这种电感位置传感器常常用在一类称为线性可调位移传感器（Linear Variable Displacement Transducer，LVDT）的器件中。这类传感器精度很高（优于总运动范围或称为“行程”的1%），经常用于精密位置测量，如飞行器中的襟翼和方向舵位置测量。

这类问题的分析方法之一是基于磁路分析，即把电感看作一组由下式定义的“磁阻”之和

$$L = \sum_i \frac{1}{R_i} \quad 其中 \quad R_i = \frac{length}{\mu A_i} \tag{9-3-3}$$

式中，*length*表示磁路的一段，μ为该段磁路的介电常数，A_i为该段磁路的截面积。

图9-3-6给出了一个基于磁路的器件的例子。线圈绕在铁磁结构上，线圈中通过电流产生的磁场几乎完全限制在铁磁材料内部。运动的铁磁体放在铁磁结构的扩展引脚内。由于大部分磁场通过运动元件，所以总磁路长度取决于运动元件的位置。又因为该磁路的磁阻等于各元件磁阻之和，故线圈测得的总磁阻同样取决于运动元件的位置。

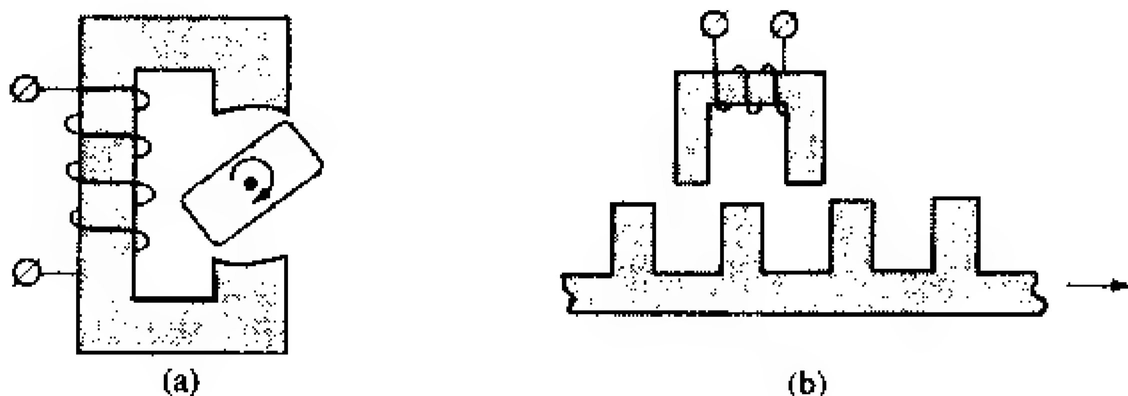


图9-3-6　磁路示例1

此外，这些系统还可用在这样的场合——磁阻是运动元件位置的连续函数，如图9-3-7所示。磁阻与介电常数成反比，电感与各元件磁阻之和成反比，因而当磁路的气隙最小时总电感最大。这类系统中，当运动元件运动到使气隙最小的位置时，整个器件的电感就会增大很多倍。

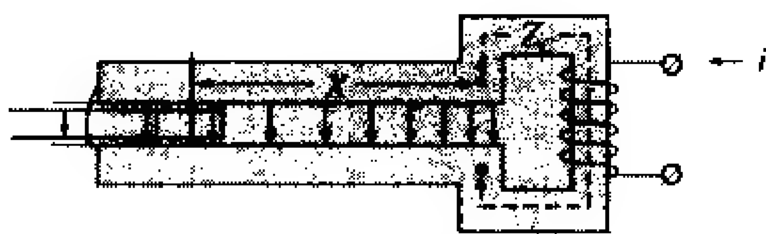


图9-3-7　磁路示例2

9.4　磁场传感器

还有一类仪器用来检测静态磁场——磁力计。磁力计可由多种方式制造，这里我们将介绍几种在商业中广泛应用的专用器件。

磁通门磁力计依赖于对铁磁材料填充的电感器特性的测量。在没有外部磁场时，通过线圈的电流产生磁场，该磁场又使铁磁材料极化。一般说来，铁磁材料的记忆

造成外加磁场与铁磁体极化之间关系的迟滞。

为了理解这个问题，我们考虑铁磁体未被极化、没有电流这一初始情形。若施加一个电流，则使铁磁体发生极化。随着电流的增加，极化也在增加直至饱和。现在让电流减小到零，结果铁磁体中残余部分极化。如果继续施加反方向的电流，极化方向反向并最终达到饱和。电流再次为零时铁磁体中仍会残留部分反方向的极化。磁感应强度（$\boldsymbol{B}$）与外加磁场强度（$\boldsymbol{H}$）的关系如图9-4-1所示。外加磁场与通过该磁场的电流成正比，从而铁磁体的磁化对外加磁场的响应存在迟滞。

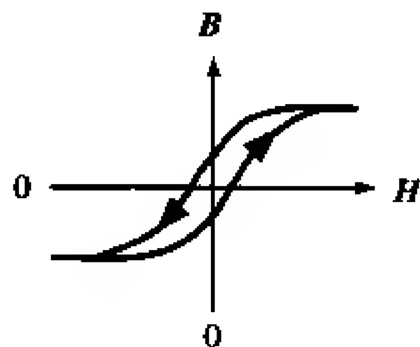


图9-4-1 迟滞回线

当没有外部磁场时，迟滞回线完全对称，电流电压关系图只含驱动频率的奇次谐波。

当存在外部磁场时，迟滞回线相对原点偏移。原因在于电流消失后，仍然存在外部磁场。后果之一是破坏了迟滞回线的对称。分析电流－电压图即可发现，存在驱动频率的二次谐波分量，且其幅度与外部磁场矢量在线圈轴向的分量成正比。因此，该设备可用于检测外部磁场。

事实上，只要组建合理，连线正确，这类传感器对外部磁场的微小变化反应极其灵敏。因此这类磁力计通常用于空间科学任务和精密地面设备。

Applied Physics Systems公司制造了一种小型的磁通门磁力计，特点是分辨率高（小于$10^{-10}\mathrm{T}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$），线性度非常好而且尺寸很小，但价格相当昂贵。

这类磁力计也大量用于勘探。埋藏的目标产生磁场，因而能够测量局部磁场梯度的仪器就显得非常重要。Schonstedt公司的仪器以一对工作模式不同的磁通门磁力计为代表。若有磁性物体位于这对磁力计附近，则地磁场受到扭曲，两个磁力计的差值不能完全对消。这种模式下，用梯度仪就能检测是否存在磁性物体。修路人员通常在挖路之前借助这类仪器测定埋在地下的电缆位置。

另一类磁力计称为霍尔效应传感器。这类传感器中，电子器件内的电子转移受外部磁场的影响。如图9-4-2所示，器件内自上而下的电流向右偏转，带来电荷积累，形成电压。这类检测方法优点是实现容易，但性能不及前面讨论的磁通门器件。一般说来，霍尔效应传感器能够测量的下限约为地磁场的5%。

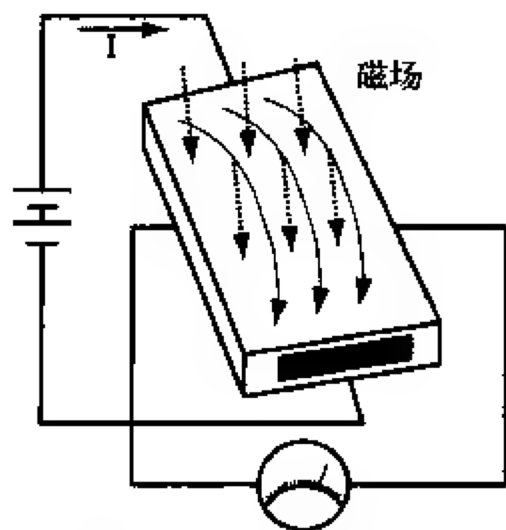
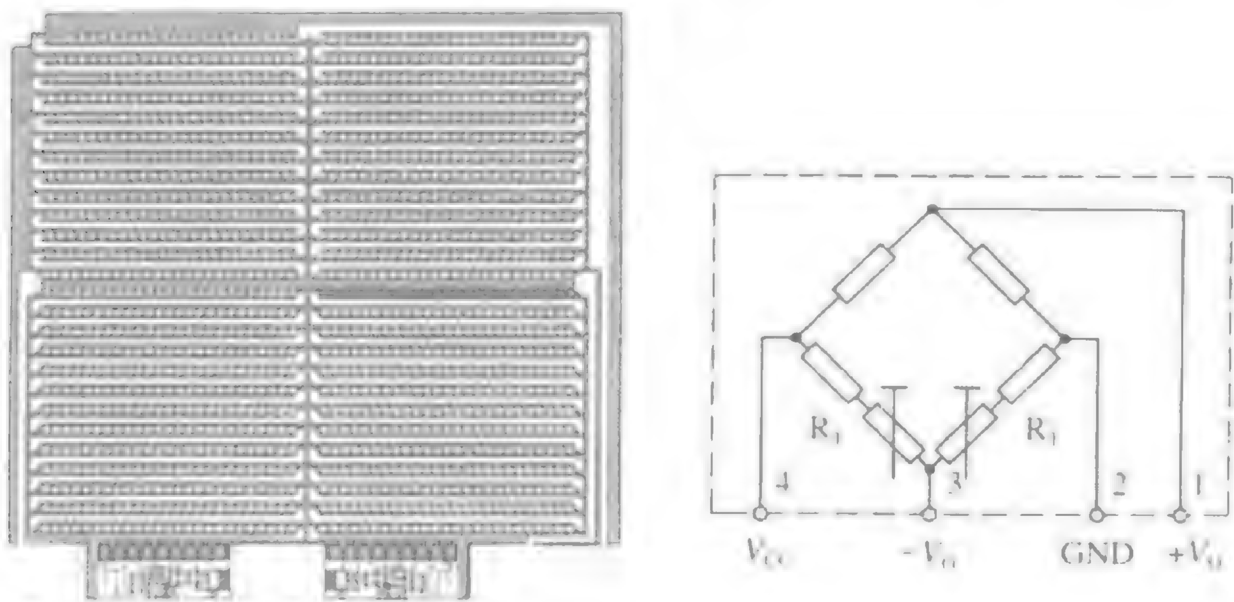


图9-4-2 霍尔效应传感器

除了测量积累的霍尔电压外，还可测量电子偏转导致的器件电阻的增加。这种基于霍尔效应的传感器称为磁敏电阻。近几年来Honeywell公司和其他单位对磁敏电阻材料进行了大量的研究。其中一项重要的成果是能够方便地把电阻膜覆盖到容易连入电阻电桥的几何结构上，如图9-4-3所示。



图片由Philips Semiconductors公司提供

图9-4-3 磁敏电阻：芯片中覆盖在惠斯登电桥上的电阻膜（失调由R_f调节至零）

目前，有种较新的磁敏电阻材料具有更明显的磁电阻效应，常称为巨磁阻效应(Giant Magnetoresistance Effect，GMR)。这种材料正在获得大量的应用。已有几家公司正在生产基于这种新材料的器件。

小型磁传感器的一项重要应用是作为磁盘驱动器的磁读头。显然，提高灵敏度非常重要，因为这能提升磁盘驱动器的存储密度。GMR磁读头越来越多地应用在新一代硬盘驱动器中。

9.5 总结

本章回顾了感应的基本原理，研究了几个运用该原理进行目标检测或位置测量的设备的例子。我们也介绍了磁通门磁力计和磁敏电阻磁力计及其相关的产品。总的来说，目前出现了各种各样的基于磁传感器的仪器。薄膜传感器的出现对硬盘行业产生了重要的影响，人们也对薄膜磁力计在其他方面的应用翘首以待。

第10章　流量和液位传感器

William Hennessy　BMT Scientific Marine Services公司

许多监测和控制应用都采用流量传感器来测量气体和液体的流量。流量有多种定义方式，如质量流量、体积流量、层流和湍流。通常，物质流动的数量（质量流量）最为重要，而且如果流体密度保持不变，那么可以用体积流量测量来代替质量流量测量，因为前者通常更容易实现。可以采用多种可靠的技术和传感器类型来实现上述目的。由于某些技术的工作原理在各种应用中都成立，因此它们可同时用于测量气体和液体。其他技术则专门针对气体流量或液体流量。在本章中，我们将讨论测量气体流量和液体流量的几种最常用的技术。液位测量是对流量测量的补充。将流量传感器和液位传感器结合使用，可以解决实验室和工业领域内的定量基本问题。这两种测量方法都具有相当复杂的特性。

10.1　流量测量方法

通常，流速通过以下方式获得：首先测量管道、输送管或其他结构体中流体的速度，然后将其乘以已知的测量点截面积。测量气体流量的方法有热风速计、差压测量系统、涡街流量传感器。测量液体流动的方法有差压测量系统、涡街流量传感器、容积式流量传感器、涡轮流量传感器、磁性流量传感器和超声流量传感器。

10.1.1　热风速计

热风速计（或"热电阻丝"风速计）的工作原理是：流动流体从受热温度传感器上带走热量的大小与流体的速度有关。通常，此类传感器采用一个二级且未受热的温度传感器来补偿大气温度的变化。热电阻丝传感器可以是以测试为目的的单点仪器或者是固定安装的多点阵列。测量较低的大气流量时，这些传感器要优于差压传感器，而且它们通常用于测量50~12 000ft/min的气流速度。

10.1.2　差压测量

差压测量传感器技术可用于气体流量和液体流动的测量。市场上存在多种用于气体流量和压力测量的相关传感器，以及用于液体测量的差压传感器。差压流量计是使用最普遍的传感器类型，特别是对液体流动测量而言。

差压流量计的工作原理基于如下概念：流量计上的压降与流速的平方成正比，流速可通过测量压差并取其平方根获得。

与大多数流量计一样，差压流量计具有一个基本元件和一个二级元件。基本元件引起动能的变化，从而在管道内产生一个差压。该元件必须与管道尺寸、流动条件以及被测液体的特性正确匹配。另外，元件必须在某个合理的范围内都保持良好的测量精度。二级元件则对上述差压进行测量，经过转换后输出一个实际流量信号。

对气体流量测量而言，常用的差压流量计包括皮托管（如图10-1-1所示）和大量其他类型的速度压力测量管、网格和阵列。所有这些敏感元件都与一个低成本的差压变送器组合使用，以产生一个与流体速度的平方根成正比的信号。

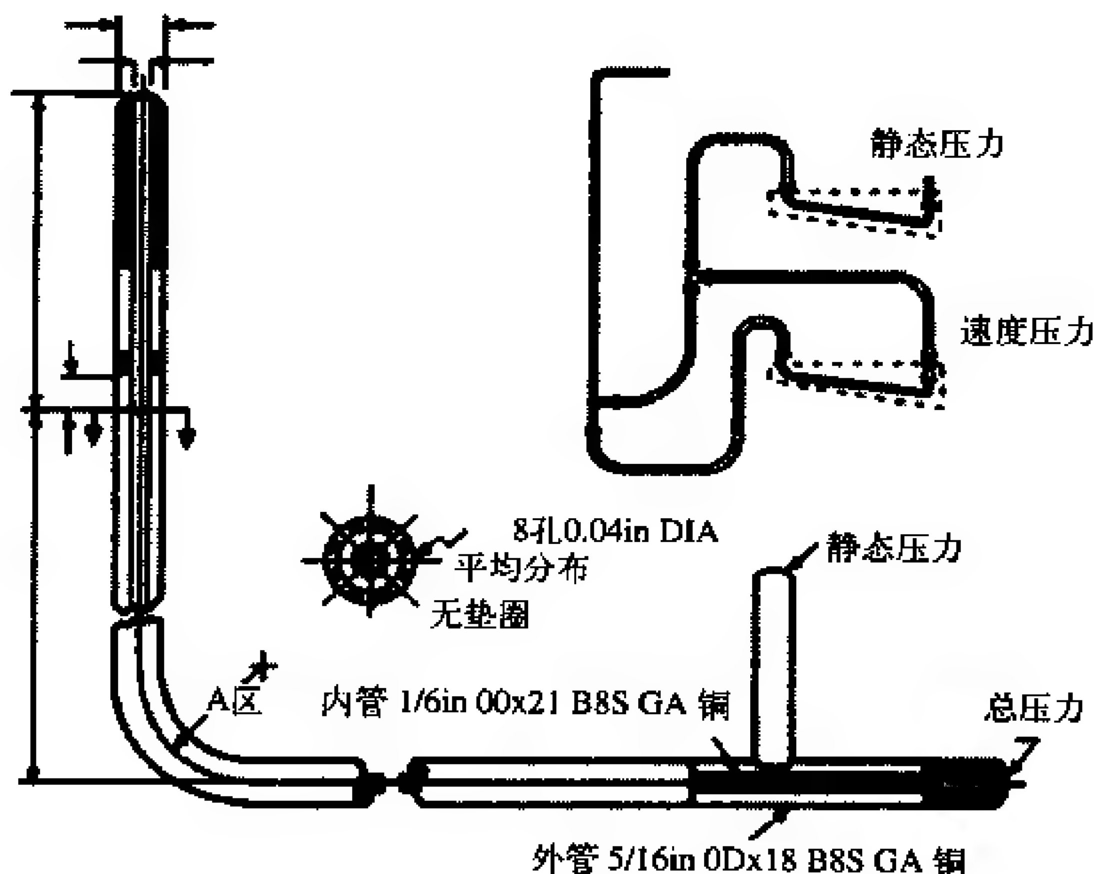


图10-1-1 皮托管

皮托管由两个在管道内不同位置处测量压力的管子组成。其中的一个管子用于测量静态压力，且通常位于管壁处；另一个用于测量冲击压力（静态压力与速位差之和）。流速越快，冲击压力就越大。皮托管利用冲击压力和静态压力之差来计算流速。皮托管是一种低成本的器件，但它只能测量单点流动，且需要安装在最大流量点上。其主要误差来源于速度剖面的变化。皮托管也很容易堵塞。匀速皮托管具有几个端口，可对多个位置的流量进行测量。这使其可以处理速度剖面变化的情况。

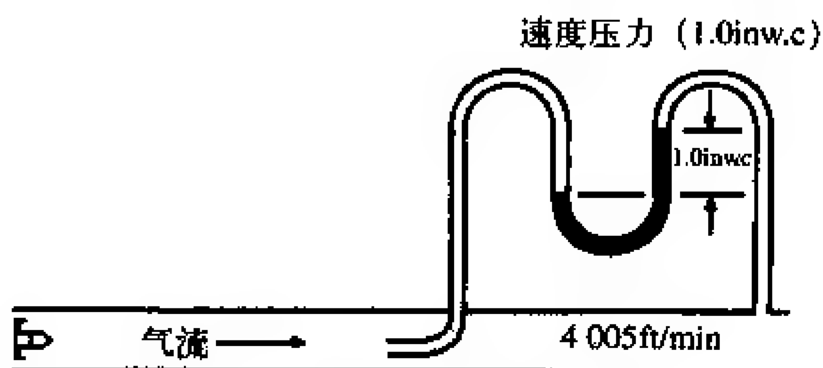


图10-1-2 使用U形管压力计进行速度压力测量

图10-1-2给出了使用U形管压力计进行速度压力测量的一个示例。

有些差压流量测量系统包含变送器，可以通过电子线路计算被测压力的平方根，并输出一个与速度成线性关系的信号。其他系统的信号则与被测压力成

正比，并由控制系统来计算其均方根。一旦得到速度，将其乘以输送管的截面积就可以得到流量。速度范围受所使用压力变送器的范围和分辨率的限制。大多数差压流量传感器可以测量的最小速度都被限制在每分钟400~600ft范围内。最大速度则只受传感器耐用性的限制。

为了测量水的流量，差压流量传感器通常测量速度压力（插入试管类型），或测量已知约束下的压降。孔板、流量喷嘴、文氏管以及皮托管都是通常采用的约束类型。

插入试管流量传感器通常由在流量宽度上具有多个开口的管道制成，因此可以测量管道上的平均速度差，以及为了产生差压所需要的上游和下游之间的内部缓冲。插入试管流量计具有较低的持续压力损失并能够满足许多通常的应用。

同心孔板是最简单同时也是成本最低的差压器件。孔板限制流体的流动，并在板上产生一个差压（如图10-1-3所示）。这也引起了与流速平方成比例的一个高压上游和一个低压下游。孔板通常具有比其他流量元件更大的整体压力损失。该器件的优势之一是成本不随管道尺寸的增加而显著增加。

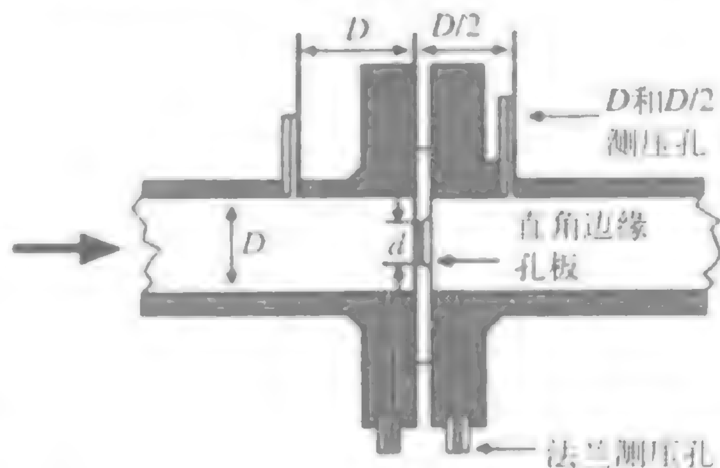


图10-1-3 同心孔板

文氏管是最大也是最昂贵的差压器件。其工作原理是逐渐收缩管道的直径，并测量由此引起的压降（如图10-1-4所示）。之后，差压器件的扩张部分返回一个与最初压力相当的流量。与孔板一样，该差压测量也转换成一个相应的流速。文氏管通常只用于那些需要较低压降和较高读取精度的应用场合。它常用于直径较大的管道。

流量喷嘴实际上是文氏管的一个变种，其喷嘴式开口是流动中的一个椭圆形约束，但不存在用于压力恢复的出口区域（如图10-1-5所示）。取压管接头位于下游大约1/2管道直径和上游1个管道直径处。流量喷嘴是一种用于大干扰（雷诺数大于50 000，如蒸汽流量应用）的高速流量计。流量喷嘴的压降处于文氏管和孔板之间（30%~95%）。

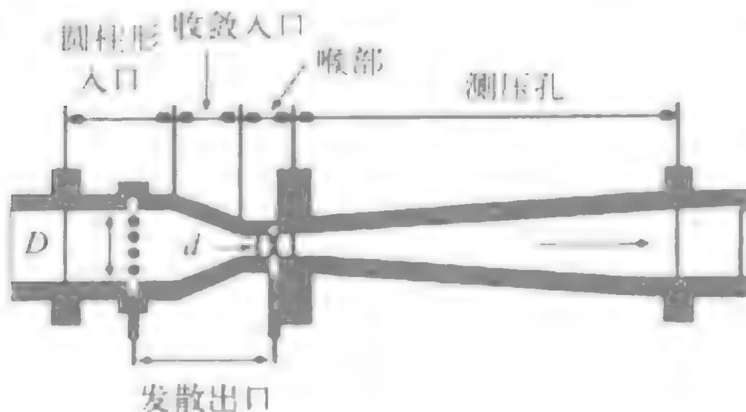


图10-1-4 文氏管

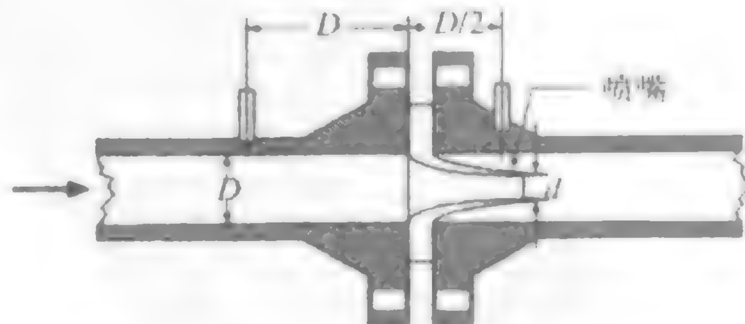


图10-1-5 流量喷嘴

差压器件的优势包括成本较低、操作和安装简单以及性能经验证较高。它是一种非常容易理解的技术。这些器件的缺点包括具有持续压力损失、容易堆积污垢和堵塞、某些器件具有较大的尺寸并显得笨重以及不适合于某些类型的流体等。

10.1.3 涡街流量传感器

涡街流量传感器利用凡·卡门原理，即当流体流经流路中的障碍物（非流线型物体）时，会在物体下游产生两列交错排列的漩涡。漩涡的分离频率与流体的流速成正比。在较小的管道中可以使用单个传感器，而在较大的管道和其他类型的气体流量测量仪器中则需要使用一系列传感器。涡街气流传感器通常用于测量350~6 000ft/min范围内的空气速度。这些流量计既适合于流速测量，也适合于流体总量测量。但不推荐在泥浆或高粘度流体中使用涡街流量传感器。

10.1.4 容积式流量传感器

容积式流量传感器用于那些需要高精度和高可调比（器件满量程与最小可测流量之比）且持续压力损失不会引起过度能量损耗的场合。它们将流体分成可测的几部分，然后分别加以推进。之后，通过一个连接寄存器对各部分进行计数。这种流量传感器在粘性流体流动或需要单个机械流量计的应用中非常有用。普通类型的容积式流量计包括叶状和齿轮类流量计、摆盘式流量计、旋转翼流量计以及震荡活塞流量计等。这些流量计通常由金属制成，如黄铜、青铜和铸铁，但也可以由工程塑料来制造，这取决于不同的应用。

由于容积式流量计的运动部件之间需要有较严格的公差，因此很容易出现由流体中悬浮固体引起的机械问题。容积式流量计可以用于能够手动读数的流量指示器和积算器。这些器件相对来说较为昂贵。

10.1.5 涡轮流量传感器

涡轮和推进器式流量计的工作原理是，流经涡轮或推进器的液体将使其转动元件以与流速直接相关的速度旋转。可以对电脉冲进行计数并求其总和。这些器件可以是完全钻孔式的线安装，也可以是插入式安装（此时只有部分被测流量流经转动元件）。如果选型和安装正确，涡轮流量传感器可以具有很高的精度，尤其是对低粘度流体而言。插入式涡轮流量计用于那些非关键应用场合；但它们更容易维护和检查，因为可以把它们去除而不影响主管道系统。

10.1.6 质量流量计

诸如化学反应、热传导等与质量相关的过程需要更精确的流量测量，这也促进了质量流量计的发展。质量流量计有许多种类，但最普遍的是科氏（Coriolis）质量流量计（简称科氏计，其工作原理基于科氏力现象）。科氏计是真正的质量计，因为

它直接测量流量的质量速度而不是测量它们的体积流量。由于质量是不变的，因此质量计是线性的，不需要因为液体特性的变化而进行调整。另外，也不需要对变化的温度和压力条件进行补偿。此类流量计尤其适合于对给定温度和压力条件下粘度随速度变化的液体进行测量。

科氏计存在许多种不同的设计。其中的一种流行设计是由一个U形流量管和一个附在其上的传感器安装架组成（该安装架连接至一个电子单元）。敏感单元可以直接安装到任意过程，且电子单元可以远离传感器500ft。在传感器安装架内部，U形流量管通过一个位于流量管弯曲部的磁性器件以其自然频率振动。这类似于音叉的振动，其覆盖区域小于0.1in，且完整周期大约是每秒80次。当液体流经流量管时，它迫使流量管作垂直运动。这使得液体在流量管上施加一个力，引起流量管扭曲。扭曲量直接与流经流量管的液体的质量流量速度成正比。位于流量管两侧的磁性传感器用于测量管的速度（该速度随管的扭曲而发生变化）。传感器将此信息传递给电子单元，经过处理后转换成一个与质量流量速度成正比的电压。该流量计具有非常广泛的应用，包括黏合剂、覆盖层、液氮等。

10.1.7 电磁式流量传感器

此类传感器的工作原理基于法拉第电磁感应定律，即当导体经过一个磁场时将感应出一个电压。

液体是导体，且磁场由流量管外的激励线圈产生。感应电压与流速成正比。安装在管壁的电极感知该感应电压，并由二级元件对它进行测量。

电磁式流量传感器用于在需要高质量和低维护成本的系统中测量导电液体（包括水）的流速。磁性流量计的成本相对其他类型流量计来说较高。但它具有许多优势，包括能够测量其他方式难以测量且具有腐蚀性的液体和泥浆以及测量反向流等。如图10-1-6所示。

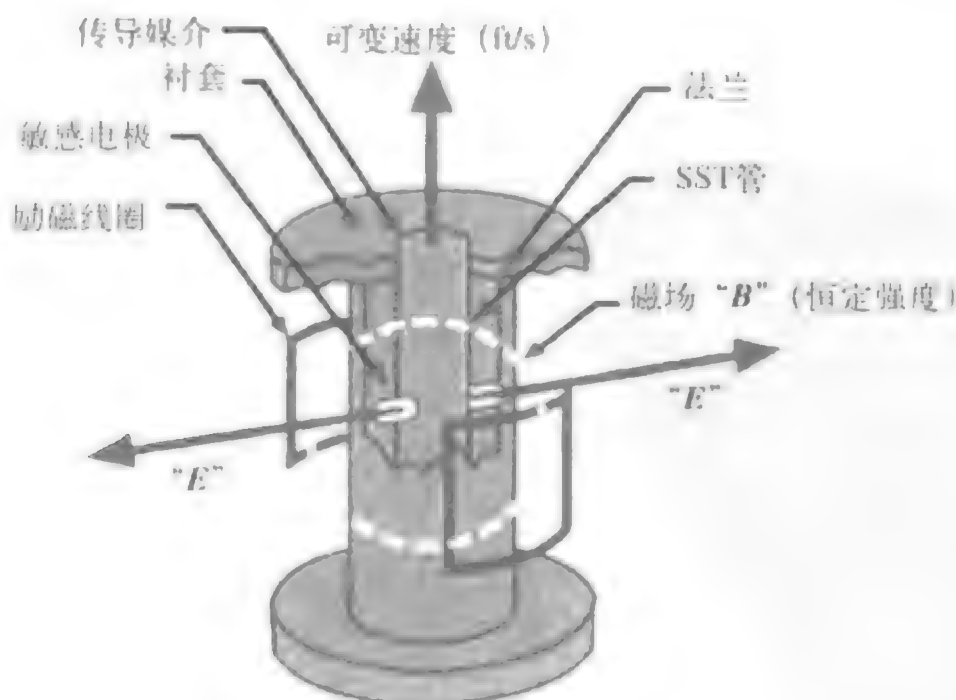


图10-1-6 磁性头流量计

10.1.8 超声流量传感器

超声流量传感器可分为多普勒传感器和渡越传感器（或飞行时间传感器）。多普勒传感器测量液体流动引起的频移。两个变送器安装在与管道一侧相连的外壳上，将一个频率已知的信号作用到被测液体中。泡沫、固体或液体中的任意其他非连续体都将使该脉冲反射到接收元件上。由于引起反射的液体处于运动状态，因此返回脉冲的频率也将变化，且该频移与液体的速度成正比。

在渡越（或飞行时间）流量计中，变送器安装在管道的两侧，因此器件之间传播的声波与液体流动呈45°夹角。信号在变送器之间的移动速度随传输方向和被测液体速度的变化而增加或减小。可以通过在两个方向上交替发送信号来获得与流量成比例的时间微分关系。此类传感器的局限性之一是为了减小信号的散射和吸收，被测液体必须具有相对较少的固体或气泡。

超声流量计的优势在于它是非插入式的，而且其成本适中。许多超声流量计都直接夹在现成的管道上。

10.1.9 激光多普勒流量测量

激光多普勒流量计（LDA）是一种非常成熟的技术。在过去30年间，它已经成功地被广泛用于液体和气体的流体动态测量。LDA对方向的敏感性以及非插入特性使它可用于那些物理传感器难于或不可能使用的场合，如反向流、化学反应或高温介质、旋转机械等。然而，该技术需要流体中有示踪粒子。

LDA在流量测量中的主要优势包括如下几项。

- 非接触式测量。
- 不需要校准。
- 测量距离可从几厘米到几米。
- 速度可从0到超声频。
- 可测量反向流量。
- 具有较高的空间和时间分辨率。

如图10-1-7所示，LDA的基本结构包括以下几项。

- 一个连续波激光。
- 发射光学系统，包括一个分光器和一个聚焦棱镜。
- 接收光学系统，由一个聚焦棱镜、一个遮光片和一个光电探测器组成。
- 一个信号调理器和一个信号处理器。

一般而言，LDA向目标发送一个单色激光束，并采集其反射光。根据多普勒效应，反射光波长的变化是目标对象相对速度的函数。因此，可以通过测量反射激光波长的变化来获得对象的速度。这是通过将原始信号和反射信号叠加从而形成一个干涉条纹图案（光带和暗带图案）来实现的。

通常采用布拉格盒（Bragg cell）作为分光器。它是一种带有振荡压电晶体的玻

璃晶体（如图10-1-8所示）。该振动可以产生类似光栅行为的声波。

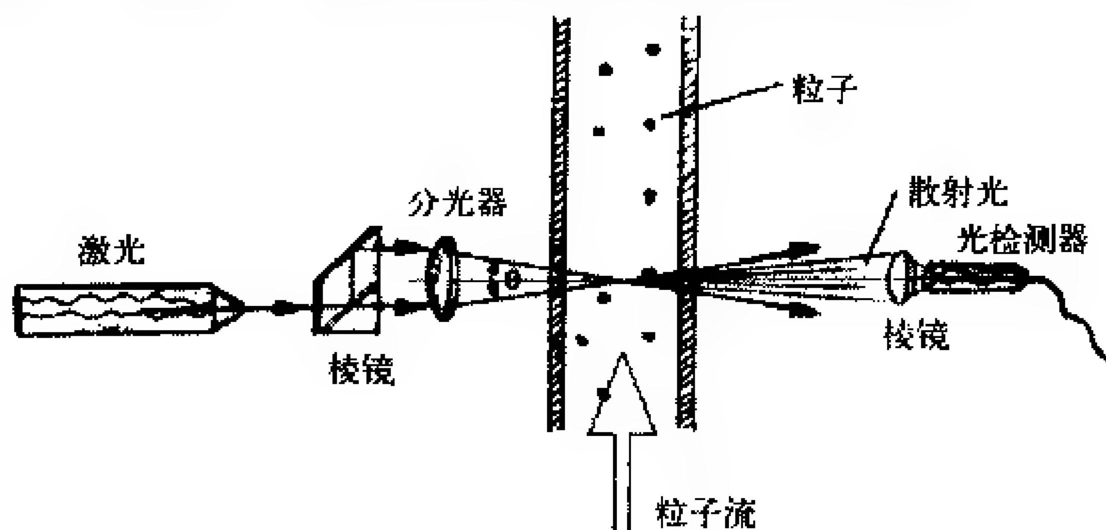


图10-1-7 LDA结构

布拉格盒产生两束同等光强的光束，其频率分别为f_0和f_{shift}，而且它们被聚焦到光纤中，通过光纤进入探测器。从光纤中出来的平行光束在探测器中通过一个棱镜进行聚焦，从而在一个被称为测量体积（长度通常是几毫米，且是执行测量的区域）的区域内交叉。光强根据激光束之间的干涉进行调制，且该干涉将产生具有很高光强度的平行平面，即干涉条纹。干涉条纹的间距d_f由激光的波长和光束之间的角度进行定义

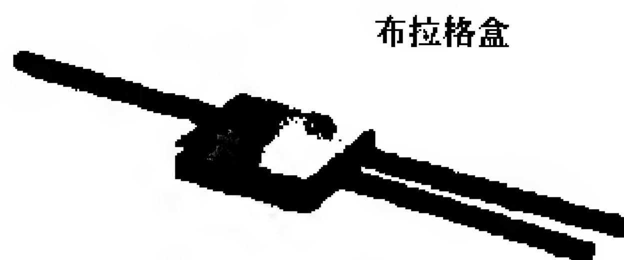


图10-1-8 采用布拉格盒作为分光器

$$d_f = \frac{\lambda}{2\sin(\theta/2)} \tag{10-1-1}$$

当流体流经测量体积时，流体携带的“催化”微粒所散射出来的光反映了流体的流速信息。散射光具有一个多普勒平移，即多普勒频率 f_D，它与两个激光束平分线（对应于测量体积的X轴）的垂直速度分量成正比。

接收棱镜采集散射光，并将其聚焦到一个光电探测器上。安装在光电探测器前端的遮光片仅能通过所需波长的光，而将来自环境光和其他波长的噪声排除在外。光电探测器将变化的光强度转换成一个电信号，即多普勒脉冲（Doppler burst）。多普勒脉冲通过信号处理器进行滤波和放大（该信号处理器决定了每个粒子的多普勒频率f_D，且通常采用快速傅里叶变换算法进行频率分析）。

条纹间隔d_f反映了粒子移动的距离信息。多普勒频率 f_D反映了时间信息，即$t=1/f_D$。由于速度等于距离除以时间，因此该速度表达式可变成

$$V = d_f \times f_D \tag{10-1-2}$$

至于粒子的催化，通常液体都包含足够的自然催化，但气体必须进行催化。理想情况下，为了跟随流动，粒子必须足够小，但为了使光电探测器的输出具有较好

的信噪比，必须散射足够的光，从而粒子又必须足够大。粒子的尺寸范围通常为1μm~10μm。粒子的材料可以是固体（粉末）或液体（液滴）。

10.2 流量传感器的选型

与流量传感器相关的问题有90%来源于不正确的器件选型。传感器选型中最重要的要求是准确理解器件所需要完成的工作。下面是选型过程中需要考虑的一些重要问题。

- 测量是用于过程控制（可重复性是其主要关注点），还是用于对迁移进行估计或监管（高精度非常重要）？
- 需要现场指示还是遥控信号，如果是遥控输出，那么是比例信号还是接入到一个触点闭合电路以启动或停止另一个器件？
- 被测液体是否清洁、是否具有粘性或是泥浆？
- 被测液体是否导电？
- 被测液体的比重或密度是多少？
- 应用所涉及的流速是多少？
- 过程的工作温度和压力是多少？
- 需要考虑多大的精度、范围、线性度、可重复性和管道需求？

在做出最终选型决定之前，了解流量计所不能实现的功能也是十分重要的。每种类型的传感器都具有其各自的优势和劣势。性能满足程度与工具的优缺点和应用需求之间的匹配程度紧密相关。大多数传感器供应商都希望帮助他们的顾客针对其特殊应用选择合适的流量计。为了选择与工作相匹配的正确的流量计，许多供应商都提供了调查问卷、选购清单和说明书，以让用户获得必要的关键信息。

另外，必须考虑到技术的进步。经常出现的一个错误是选择几年前针对某特定应用是非常流行的设计，而且认为现在它仍然是最好的选择。对某特定应用来说，最近几年可能在流量计技术方面发生了许多变化和创新，其选择的余地变得更大。

10.3 安装和维护

大气流量传感器在具有一致且完全展开流的管道中工作效率最高。为了使测量更为可靠，所有的大气流量传感器都必须安装在制造商推荐的上游和下游管道的直流区。有的制造商提供了能够安装在测量阵列上游的流动校正元件，以改善不理想的流动条件。当不允许在传感器上游和下游的直流区进行安装时，必须考虑上述做法。

在测量完全展开的一致流时，所有液体流量传感器都能最好地发挥作用。传感器应当按照制造商的推荐，在其上游和下游管道的直流区进行安装，以实现最可靠的测量。

尽管大多数供应商都提供流量计安装服务，但多数用户都选择自己安装。这可能带来安装误差，例如上面提到的没有足够上游和下游直流区的管道系统。针对管

道中的不稳定速度条件，每种传感器都设计有一定的公差。但为了有效工作，所有传感器都需要合适的管道系统结构，因此每个器件都具有一个标准的流型。如果没有该流型，则传感器的精度和性能都将受到不利的影响。有时，流量计也可以向后安装（尤其是孔板）。感压管也可以倒置安装。

由于流量计含有电子元件，因此在危险区域内，其本质安全度是一个重要的考虑事项。大多数工业对象都存在寄生磁场。电力线、继电器、螺线管、变压器、电动机和发电机等都将产生电磁干扰。用户必须确保所选用的流量计不受上述干扰的影响。大多数问题都出现在二级元件的电子元件上，因此需要对它进行保护。通常，严格遵循制造商的推荐安装过程可以避免上述问题。

10.3.1 校准

所有流量计都需要初始校准，且通常由制造商执行。然而，如果有符合条件的人员，用户也可以自己校准。重复校准的必要性在很大程度上取决于该器件对应用的符合程度。流经流量计的某些液体具有磨损性、侵蚀性或腐蚀性。一段时间之后，器件的某些部分可能已经严重损坏，从而影响了其性能。某些设计比其他的更容易受到损坏。例如，安装单个涡轮叶片之后可能导致其性能发生变化。如果是非常重要的应用，则应经常检测流量计的精度。在其他情况下，重复校准可能并不必要，因为应用并不重要，或者环境并不影响流量计的性能。有的流量计需要特殊的校准设备。大多数制造商都提供了此项服务（采用公司的设备或用户自己的设备），利用该设备进行现场校准。

10.3.2 维护

通常，不含运动部件的流量计可以不需要像包含运动部件的流量计那么费心，但所有流量计最终都需要某种类型的维护。

就差压流量计而言，当基本元件与其二级元件相连时，基本元件需要大量的阀、管道和装配件，因此其维护是一种重复性工作。脉冲线（impulse line）可能被堵塞或腐蚀，因此必须保持干净或进行更换。包含运动部件的流量计需要进行定期内部检查，特别是被测流体很脏或具有较大粘性时。在此器件的前面安装过滤器有助于减少污垢和磨损。超声或电磁流量计则可能产生与其二级元件的电子元件相关的问题。二级元件的压力传感器应当定期取出并加以检查。

磁性或超声传感器在有覆盖物的应用中也存在电势问题。如果覆盖物是绝缘的，且磁性流量计的电极与液体也绝缘，那么该磁性流量计将基本上不能运行。定期清洗有助于防止此类事情的发生。对超声流量计而言，折射角可能发生变化，而且被覆盖物吸收的声波能量将使流量计不起作用。

10.4 流量传感器的新发展

最近由Flow Research公司和Ducker Worldwide公司发起的一项研究表明，流量计量领域内的重心正在向“新技术”流量计移动。“新技术”流量计定义为磁性流量计、超声流量计、科氏流量计、涡街流量计和多变量差压流量计。它们具有四个共同的特征。

① 它们都是在最近50年内引入。

② 它们利用了能够解决旧式流量测量器件中某些内在问题的技术进展。

③ 它们是制造商开发新产品的主要焦点。

④ 它们的性能（包括精度）比“传统”流量计技术更好。

这些类型的传感器还具有更多的代表性特征。包括软件能力、更多与应用相关的封装以及极其耐用的施工方法。自诊断就是用户期待流量计具有的特性之一。

最近，差压流量计出现了一系列创新，包括开发了高精度的差分变送器、采用了多变量变送器和包含一个集成基本元件的差压变送器。一个非常显著的进展是集成差分流量计的出现。过去，用户从某个公司购买基本元件，而从另一个公司购买变送器。现在，变送器内部都集成了一个基本元件。最近的趋势是朝着更智能和更精确变送器的方向发展。然而，必须注意，变送器仅仅是系统中的一个元件，其他变量对流量精度也有影响。

在超声流量计方面，出现了一类新的针对微小直径（直径为1/4~2in）管道的精确且低成本的器件，它基于微机电系统（MEMS）超声传感器和一个混合信号的与应用相关的集成电路（ASIC）控制芯片。在更小直径管道的应用中，该技术可以替代传统的机械流量计或更昂贵的涡街或质量流量计。其电气输出可以直接反馈到过程控制或监视设备中。另外，该传感器具有自测试功能。它非常适合于测量洁净的大气流量。

10.5 液位传感器

10.5.1 液位传感器的类型

如前所述，液位测量与流量测量紧密相关。液位测量最常见的应用是水箱测量和控制操作。目前已有大量的液位测量技术，包括静水压力、超声、射频电容、磁阻式、以及雷达测量系统。

1. 静水压力

利用差分流体静压的液位测量基于如下原理：圆柱状液体顶部和底部的流体静压差与流体的密度和圆柱的高度有关。有些压力变送器经配置后可在液位监控应用中使用。压力仪器也可以远程放置。然而，这需要对变送器进行现场校准，以补偿传感器和被测液位之间的高度差。

针对地下大气压力槽、下水道水坑以及其他不能在被测液位之下安装变送器或

者容易堵塞的应用，可用采用鼓泡器（Bubbler）式静水液位仪。鼓泡器系统通过一个浸入液体中的导管释放少量的压缩空气（或其他气体），其出口位于或低于被监控液位的最低值处。控制空气的流速，使得空气在导管中的压力损失可以忽略不计，因此导管中任意点的压力近似等于水槽中液体的静水压头。

静水液位仪的精度与所用压力传感器的精度有关。

智能差压变送器可用于液位测量，且正广泛应用于工业之中，这使得该传感器技术变得非常流行。智能变送器和4mA~20mA信号可用于与远程分布式控制系统（DCS）、可编程逻辑控制器（PLC）以及其他控制系统等进行通信。静压储罐计量（HTG）是新出现的使用该方法来精确测量溶液流量并监视容器传输的应用。液位测量可以数字网络化，从而便于远程计算机的存取。

2. 超声

超声液位传感器发射声波，而液体表面将声波反射回传感器。传输时间与液体表面和发射物之间的距离成正比。此类传感器适合于对粘性非常大的流体（如重油、乳汁和泥浆）进行非接触式液位测量。在实际操作中，超声液位传感器也存在一些限制，包括以下几项。

- 其表面的泡沫会吸收声波。
- 声波的传播速度随温度发生变化。
- 扰流可导致不精确的读数。

3. 射频电容

电容液位变送器基于如下原则：探测器与容器壁之间可形成一个电容性电路。由于一般液体的介电常数都比空气的大，因此流体液位的变化将带来电容的变化。探测器与安装在容器外部的射频变送器相连。液位测量信号可以通过多种方式进行传输，且接收仪器可以是PC、图表记录仪、分布式控制系统或可编程逻辑控制器等。这些传感器可对多种物质进行测量，包括水、有机液体、泥浆以及生石灰等液态化学物质。也存在双探测器的电容液位传感器，它可用于测量介电常数有显著差别的两种液体的分界面。此类传感器具有非常耐用和易于使用的优点，它们不包含任何运动部件，并且很容易进行清洁。它们也可以设计成在高温和高压下工作。

射频阻抗和射频导纳是基本射频系统的变种（阻抗是交流电路或射频电路中对电流的总阻碍作用，而导纳是互阻抗且描述了电流在电路中的流动程度）。这些技术对基本射频电容方法进行了改进，包括具有更高的可靠性和更大范围的应用。

4. 磁滞伸缩

磁滞伸缩液位变送器（如图10-5-1所示）的工作原理为，外部磁场可在由磁滞伸缩材料构成的波导管上产生电磁波反射。探测器由三个同轴部件构成。最外面的一个是保护性外套管。外套管内部是一个波导管，它是由磁滞伸缩材料构成的成形元件。变送器的电子线路产生一个低电流的询问脉冲，并传送到波导管中，由波导管沿其长度方向产生一个电磁场。当该磁场与安装在浮体内部磁体的永磁场相互作用时，就会产生一个扭转应变脉冲（或波导管扭转）。经检测后，该波导管扭转对应一

个返回脉冲。询问脉冲和检测的返回脉冲之间的时间间隔可用于对液位进行高精度和高可靠性测量。



图10-5-1　磁滞伸缩液位传感器

在过去十年里，人们更普遍地采用微波或雷达技术用于液位测量。这是一个日新月异的领域。以前，该技术仅仅用于高精度的应用场合，但新技术的发展和批量生产使得各式各样的应用都可以采用雷达技术。

5. 微波雷达液位测量

所有类型的雷达液位测量都基于如下基本原理：烧结微波沿位于水槽或其他容器顶部的传感器向下传递，部分能量从被测物质的表面反射回传感器。信号传输时间可用于测量液位。

雷达液位计可分为两大类，即贯穿空气雷达和导波雷达（GWR），其中导波雷达又称为微功耗脉冲雷达（MIR）。贯穿空气雷达又可进一步分为两类，即脉冲波飞行时间和频率调制连续波（FMCW）。尽管两者都采用被烧结至被测物质之上的蒸汽空间的微波信号，但它们对返回信号的处理、操作以及对相应距离的计算都不同。

（1）GWR

与贯穿空气雷达系统不一样，导波雷达是一种介入式方法。它与射频导纳传感器技术较为相似，但不具备处理极端压力、极端温度或覆盖物的能力。电磁能量脉冲从变送器的底部向波导管（一根电缆或小杆）发射。当信号到达介电常数发生变化的点（通常是物质表面）时，该信号中的一部分被反射回去。反射信号的数量与波导管和物质的介电常数之差成正比。总而言之，具有较高介电常数或传导率的物质能够产生较强的回波信号。

液位测量本身是从发射电磁信号到接收相应的接收回波之间的时间的函数。该雷达技术经常被称为时域反射雷达（TDR）。信号沿波导管传播可以消除错误的回波，并有助于减小灰尘或水蒸气引起的信号损失。另外，在蒸汽空间湿度变化或产品介电常数波动的应用中，该方法也可能正常工作。然而，应当注意，与所有雷达计量仪一样，具有较低介电常数的材料会带来一定的问题。此外，波导管可能被损坏或腐蚀。

根据应用的不同，可以选用单波导管或双波导管系统。双波导管系统往往具有更大的灵活性，适合于分界面测量、较低介电常数的材料或者存在泡沫的场合。液体分界面的位置通过未被上层液体表面反射的部分初始电磁脉冲进行测量。该能量沿着波导管持续下降，直到遇见液体之间的分界面为止；此时部分能量反射回计量仪。为了进行精确测量，上层液体的介电常数必须已知，因为计量仪的电子线路必

须对电磁脉冲通过上层液体的速度变化进行补偿（因为该速度不同于通过大气空间的速度）。

（2）贯穿空气雷达

脉冲雷达（或脉冲波飞行时间）与超声液位测量方法较为相似。雷达脉冲瞄准被测物质的表面，其脉冲返回的时间可用于确定液位。该方法的功耗比FMCW低，但其性能受容器中泡沫和阻碍物以及低电介质材料的影响。

FMCW系统是非介入式的，它连续发射一个扫频信号。在此类雷达方法中，利用任意时间点上发射信号和接收信号的频率差可推导出距离。尽管该方法是一种推理估测，但它的精度可以非常高。FMCW雷达计量仪的信号处理水平以及相应的功率需求意味着此类两线制计量仪只适合于简单的应用，而大多数应用都需要四线制器件。

选择合适的天线类型和尺寸是获取聚焦光束和足够强回波的一个关键因素。锥形和抛物柱面反射器天线都可以用于贯穿空气雷达。锥形天线往往产生一个较窄的下降路径，而盘式天线则产生一个较宽的信号路径。水槽中的泡沫、障碍物和扰流等因素都将影响天线类型和尺寸的选择。

10.5.2 液位测量技术的选择

在针对特定应用选择合适的方法时，除了初始成本之外还必须考虑许多因素。其中，传感器制造商需要了解的关于液位测量应用的最重要因素有如下几项。

- 被测材料的名称和特性，是固体、液体、泥浆、粉末、还是颗粒？介电常数K具有尤其重要的作用，粘性、密度、传导率、浓度（油或水等）也是如此。
- 过程信息，如压力和温度、扰流程度以及水槽或容器的材料。
- 电源需求。
- 容纳被测材料的容器的主要作用（存储、对水进行分离、污水坑等）及其尺寸和形状，所有障碍物的位置。

10.6 适用标准

NIST流体流动组

确立、维持并传播了美国工业的流体流速和流体定量测量标准。

国际电工委员会

确立了过程控制和流量计的国际标准。

石油测量的API手册，参见“石油和石油产品的计量手册（Manual Gauging of Petroleum and Petroleum Products）”。这是静态容器中液位测量的一个通用参考美国标准。

OIML R 85 (E)

这是国际法制计量组织（OIML）提出的且获得广泛认可的存储交接国际标准，它规定了液位测量仪器的性能。

第11章　力、称重和重量传感器

Ken Watkins PCB Piezotronics公司

11.1　概述

力、称重或重量可以通过多种不同的传感器进行测量。尽管方法有很多种，但通常最常用的传感器都是基于压电石英晶体或应变计敏感元件的，它们是本章的中心内容。

在讨论之前，必须明确力、称重和重量之间的差别，这点非常重要。因为人们经常错误地使用这些术语。

力是对实体之间交互作用的测量。

称重是对施加到某个实体上的力的测量。

重量是对作用在某个实体上的重力的测量。

11.2　石英传感器

11.2.1　技术基础

石英力传感器是测量动态振荡力、碰撞或高速压缩力/张力的一种理想传感器。其基本设计利用的是压电原理，即外加机械应力可转换成积聚在晶体表面的静电电荷。如图11-2-1所示。

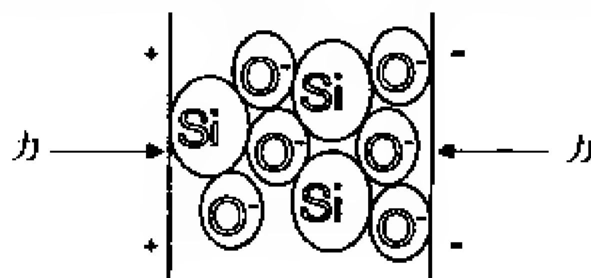


图11-2-1　压电效应

只有当力作用到压电式力传感器或力撤除的时刻，石英晶体才产生静电电荷。换句话说，如果某个静态力作用到压电式力传感器上，那么开始时刻将产生静电电荷输出，但之后逐渐泄漏，最终传感器的输出将变为零。

电荷泄漏到零的速度取决于传感器的放电时间常数（DTC），且与该常数成指数关系。DTC定义如下：给传感器或测量系统施加一个阶跃信号，其信号将逐步放电衰减；阶跃信号初始时刻到信号衰减至37%时所需要的时间即为DTC。DTC的大小（s）通常由放大电路前端系统最小绝缘电阻路径的电阻（Ω）与总电容（F）的乘积决定。（无论工作原理是基于力、压力还是振动监控，所有压电式传感器都是如此。）

系统的DTC与系统的低频监控能力直接相关。这是因为压电式力传感器只能用于“准静态”测量，且通常不用于称重应用。

为了阐明DTC的特性，我们假定在压电式力传感器上施加一个重力。初始时刻，压电式敏感晶体将产生一个电荷（Q），同时该电荷也出现在内置（或外部）放大器的输入端。但在初始阶跃输入之后，该电荷信号将按式（11-2-1）衰减

$$q = Qe^{-t/RC} \tag{11-2-1}$$

式中，

q——瞬时电荷，单位为C；

Q——初始电量，单位为C；

R——放大器前端的电阻，单位为Ω；

C——放大器前端的总电容，单位为F；

e——自然对数的底数，e=2.718；

t——经历的时间，单位为s。

图11-2-2对该式进行了图形化描述。

传感器的DTC（s）用R和C之乘积来表示。可以推断，DTC越大，传感器越能精确地跟踪较长持续时间的事件。通常，具有内部电子线路的压电式力传感器的时间常数从几秒到大于2 000s不等。通过改变传感器内部电路的电阻值R，可以获得期望的时间常数。电荷型传感器不包含内部电路，它需要通过一个外部放大器（“电荷放大器”）来设置其DTC值。某些电荷放大器具有可调的DTC。

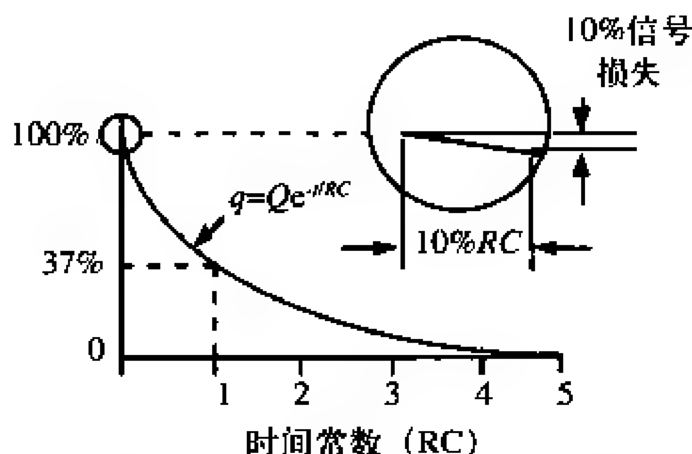


图11-2-2 放电时间常数引起的衰减

另外，还需要对如何确定力传感器的量程进行说明。对于包含内部电路的传感器来说，其量程由制造商设置，且可通过检查传感器的性能指标来加以确定。对于不包含内部电路的传感器来说，其量程由外部放大器设置。各种类型传感器之间存在较多的权衡。其他信息请参见参考文献[2]。

11.2.2 传感器类型

1. 高阻抗电荷型压电式力传感器

当电荷型压电式力传感器感测到压力时，其晶体便产生一个静电电荷。为了实现精密分析与记录，该高阻抗电荷必须通过低噪电缆传输到一个阻抗转换放大器，如实验室式电荷放大器或源极跟随器。（对于指示高频碰撞的应用来说，可以将传感器直接与示波器等读出器相连，但对于大多数定量的力测量来说，这并不合适。）

外部放大器的最主要功能是将高阻抗电荷输出转换成一个可用的低阻抗电压信号，从而可用于分析或记录。图11-2-3给出了一个典型的电荷型传感器系统的示意图，它包括传感器、低噪电缆和电荷放大器。

如前所述，在电荷型系统中，传感器并不包含内部放大器。因此，传感器的量

程和DTC均由外部电荷放大器的设置来决定。

运放的反馈电阻和电容共同决定了传感器的上述特性。实验室式电荷型放大器通常有多种量程可供选择，而且其时间常数也可以有短、中、长三个选项。（假定力传感器以及与电荷放大器的连接电缆的电气绝缘电阻比电荷放大器的反馈电阻大，否则可能引起性能下降，如信号漂移等。因此，为了确保上述条件，力传感器的连接点和电缆必须保持清洁和干燥。）

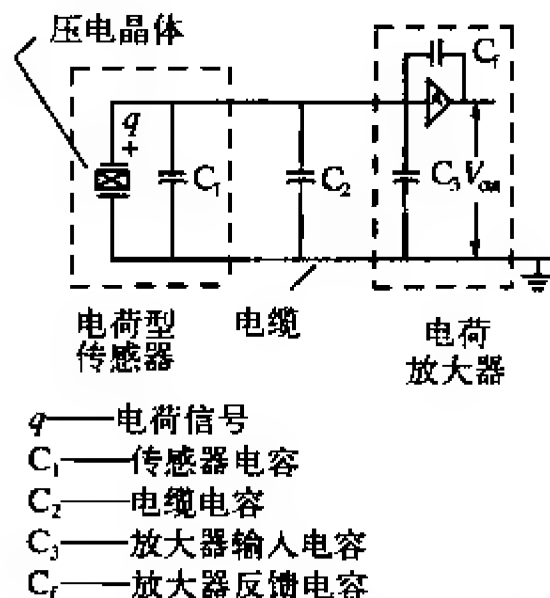


图11-2-3 电荷型传感器系统

2. 低阻抗电压型压电式力传感器

电压型或低阻抗力传感器具有与电荷型力传感器相同的基本设计，但它具有一个内部微电子放大器。该放大器用于将石英晶体的高阻抗电荷输出转换成分析或记录所需要的低阻抗电压信号。此类传感器由独立的恒流源供电，可以在很长的同轴电缆或带状电缆上工作而不产生信号衰减。另外，低阻抗电压信号不受电缆的摩电噪声（电缆的振动或运动引起的噪声）或环境污染的影响。图11-2-4给出了一个完整的电压型传感器系统的示意图。

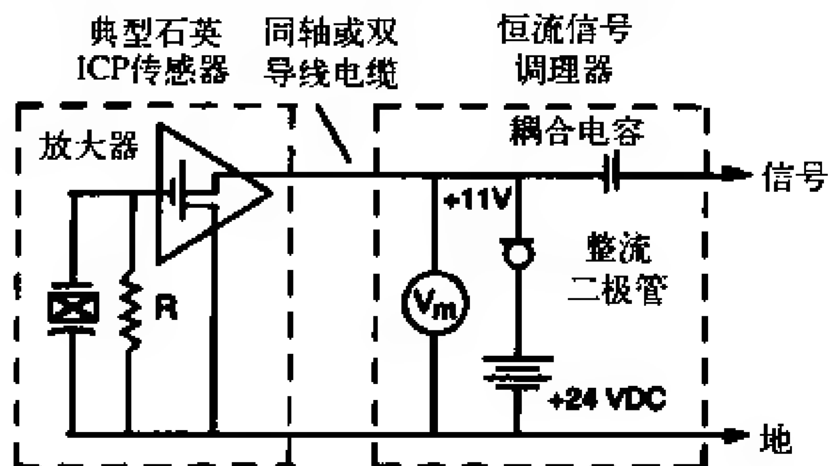


图11-2-4 电压型传感器系统

此类传感器的量程和DTC由电压型传感器内部放大器的元件决定（假定信号调理器的DTC大于力传感器的DTC）。

3. 压电式力传感器的结构

通用石英力传感器的基本机械结构由夹在上下基板之间的薄石英晶片构成。一个相对有弹性的铍铜螺栓（有时是一个套筒）将上下基板把持在一起，并给晶体提供一定的预压力。对晶体进行预压可以保证上下基板与石英晶体的紧密接触，从而确保良好的线性度及测量张力和压缩力的能力。之后，将该“敏感元件”结构封装成一个刚性不锈钢机架，并焊接起来，以实现其内部元件与污染物的真空密封。图11-2-5给出了一个通用石英力传感器的典型结构。

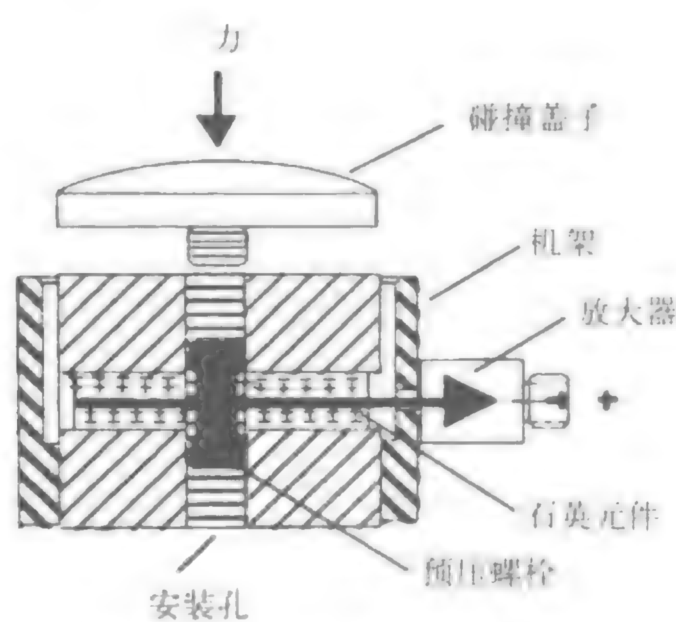


图11-2-5 通用力传感器的横截面

11.2.3 选型和说明

石英力传感器的选型和说明主要是由应用驱动的。应用上的考虑通常包括所要测量的力的幅值、频率和方向。其他的考虑可能包括尺寸约束、环境条件和机械集成的要求。针对大多数应用和应用需求，制造商都提供了满足典型应用的一系列模型。它们包括以下几项。

通用型——为了测量压缩力和张力，在其内部提供了一定的预压力。典型应用包括碰撞测试、打孔和成形、下降测试、材料测试、疲劳测试、材料破裂、机械研究、模型分析力输入和生物力学。如图11-2-6所示。

渗透型——渗透型传感器是专门针对材料测试（如头盔测试）中的压缩和碰撞力测量而设计的。平滑圆柱状安装和曲线碰撞盖子（impact cap）可以避免破坏样本（这些样本可以测量聚合体、合成物和其他材料的屈服点、变形点和突变点）。如图11-2-7所示。



图11-2-6 典型的通用型力传感器

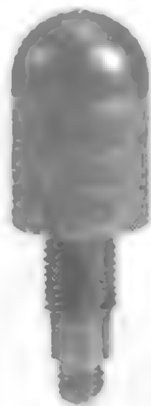


图11-2-7 典型的渗透型力传感器

微小型——微小型传感器结构可以对动态低幅值的压缩力、张力和碰撞力进行测量。通常有两种结构，一种是只有一个螺纹安装孔和碰撞盖子，另一种则在传感器的两端都有螺纹孔。其安装方式可以是链接、集成链接或独立安装。其应用包括

矩阵打印头研究、引线接合法以及高频低电平的脉冲测试。如图11-2-8所示。

碰撞型——碰撞型传感器是专门为测量碰撞力而设计的。该传感器通常以一种独立方式安装在碰撞盖子上，且朝向将与它发生碰撞的物体的方向。其应用包括坠落测试、金属丝卷边、金属成形、机器研究、碰撞测试、下降测试以及试验室的冲击测试机。如图11-2-9所示。

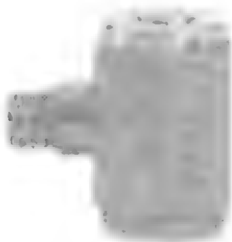


图11-2-8　典型的微小型力传感器



图11-2-9　典型的碰撞型力传感器

环型——环型传感器结构用于测量动态的压缩力。如果传感器安装时进行了适当的预压，那也可以用于张力测量。通孔装配可支持平台、集成链接以及使用贯穿螺栓或供应螺栓（supplied stud）的支撑式安装。张力范围取决于外加预压量和安装螺柱。其应用包括药片挤压、冲压、打孔和成形操作、配平、机器研究以及力控制的振动测试。如图11-2-10所示。

链接型——链接型传感器用于测量动态压缩力和张力。它由一个力环构成，且该力环受螺纹安装部件之间压缩性预加称重的作用。传感器两端的螺纹装配支持集成链接式安装。其应用包括药片挤压、拉伸测试、冲压、打孔和成形操作、配平、机器研究以及力控制的振动测试。如图11-2-11所示。



图11-2-10　典型的环型力传感器



图11-2-11　典型的链接型力传感器

多组分——多组分传感器可以同时对三轴方向的动态力矢量分量进行测量。另外，有的传感器可以测量力矩。其通孔装配可支持平台、集成组件以及采用一个贯穿螺栓或供应螺栓的支撑式安装。其应用包括机床切削力、冲压、打孔和成形操作、机器研究以及力控制的振动测试。如图11-2-12所示。

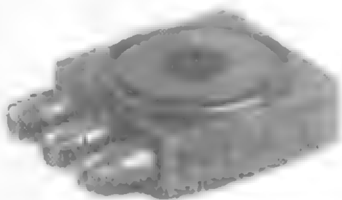


图11-2-12　典型的多组分力传感器

11.2.4 适用标准

石英力传感器的基本设计并不受某个特定标准的支配。然而，校准和鉴定却存在一些适用标准。大多数制造商都遵守或符合ISO 10012-1(以前的MIL-STD-45662A)、ISO9001和ISO/IEC 17025等标准。

11.2.5 最新进展和未来展望

从20世纪60年代到现在，现代石英力传感器的基本设计并没有发生显著的改变。新的应用驱动着该技术的机械封装持续向前发展，以便满足特定的应用需求。尽管在性能和可制造性上有了改进，但基本设计并没有改变。

11.2.6 主要制造商

PCB Piezotronics, Inc. —3425 Walden Avenue, Depew, NY 14043
Kistler Instrument Corporation — 75 John Glenn Drive, Amherst, NY 14228
Dytran Instruments, Inc. — 21592 Marilla St., Chatsworth, CA 91311
Endevco Corporation — 30700 Rancho Viejo Rd., San Juan Capistrano, CA 92675

11.3 应变计传感器

11.3.1 技术基础①

基于箔应变计技术的传感器是对静态重量、准动态称重或力进行精密测量的理想传感器。应变计传感器的设计由专门的结构组成，该结构将以一种可预测和可重复的方式对外加的力、称重和重量进行测量。其输入通过应变计电阻的变化转换成电压（该应变计与传感器结构紧密结合）。电阻的变化量反映了传感器结构的变形幅值，从而反映了外加称重的大小。

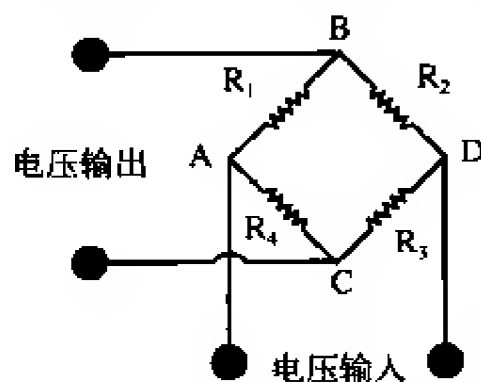


图11-3-1 典型的惠斯通电桥结构

应变计按四臂惠斯通电桥结构（图11-3-1）进行连接。该结构是一个加减电气网络，并考虑了温度效应的补偿和外力引起的信号的对消。

该传感器需要一个均方根为5~20V的直流或交流稳压激励，且该激励作用在电桥的A点和D点之间。当力作用到传感器结构上时，惠斯通电桥失去平衡，从而在B点和C点之间产生一个与外加称重成比例的输出电压。

大多数称重传感器都遵循西方应变计委员会（Western Regional Strain Gage Committee）确定的一个布线规则（于1960年5月修订）。该规则如图11-3-2所示。

① 关于应变计的更多知识，请参见第19章。

大多数称重传感器都遵循NAS-938（国家航空标准之机器轴与运动标准）轴与测量定义中的术语以及西方应变计委员会的推荐。称重传感器的轴根据“右手”正交坐标系进行定义。符号“+”表明在力方向上可产生一个“+”信号电压，且通常定义为张力。根据图11-3-3的定义，称重传感器的主旋转轴或径对称轴是z轴。

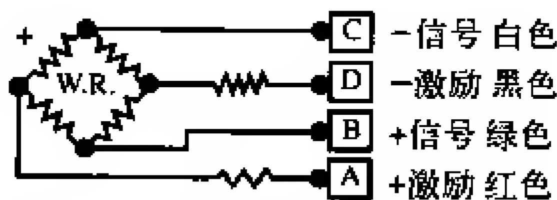


图11-3-2 标准的电气连接颜色规则

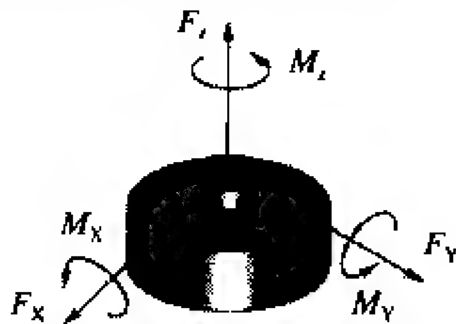


图11-3-3 称重传感器轴的定义

11.3.2 传感器类型

所有应变计传感器的最重要机械部件是“弹簧元件”。概括地说，弹簧元件对作用力、称重或重量产生一种反作用机制。它也可以通过粘结式应变计来对恒定的规划应变路径进行精密测量。行业内通常采用三种普遍的结构设计，即弯曲梁、圆柱式和剪切式。

1. 弯曲梁

采用弯曲梁结构设计的传感器弹簧元件最为普遍。这是因为弯曲梁通常是力小而应变大的结构件，而且弯曲梁的两个同等或相反的表面上都可以放置应变计。弯曲梁设计通常用于较低容量的称重传感器。如图11-3-4所示。

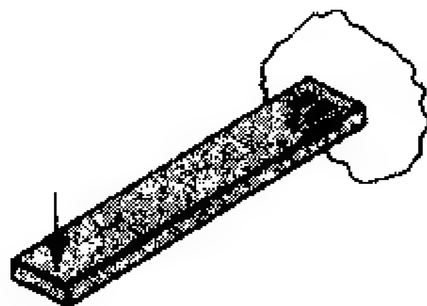


图11-3-4 弯曲梁结构

2. 圆柱式

圆柱式称重传感器是最早出现的应变计传感器类型。尽管其设计非常简单，但圆柱弹簧元件需要考虑大量的设计和应用事项。为了使应变计获得一致的应变路径，圆柱相对其横截面必须足够长。在应用时，终端用户必须注意其二阶效应，因为圆柱式称重传感器很容易受到轴外称重的影响。如图11-3-5所示。

3. 抗剪腹板

抗剪腹板称重传感器通常采用悬臂梁形式，而且为了减小结构变形，悬臂梁的横截面通常比常规需要承载的额定称重大。在此条件下，悬臂梁顶部的表面应变非常小，其应变计几乎不产生任何的电气输出。然而，如果应变计位于中性轴（弯曲应力为零）上梁的侧面，那么梁侧面的应力是作用在垂直或水平方向的纯剪力。如图11-3-6所示。



图11-3-5 圆柱结构



图11-3-6 抗剪腹板结构

11.3.3 分类

1. 通用型传感器

通用型称重传感器在汽车、航空和工业市场等领域中具有非常广泛的应用。就如其名字所指的那样，通用型称重传感器本质上是实用的。在通用型称重传感器市场中，存在几种不同的类别：精密型、通用型、称重型和特殊应用。通用型称重传感器在工业中最为普遍。

2. 疲劳度测试传感器

疲劳度测试称重传感器是专门为承受数百万次循环而设计和制造的。许多制造商利用优质的抗疲劳钢铁和特殊处理工艺来确保机械和电气完整性以及精度。疲劳度测试称重传感器通常可以保证持续一亿次的充分逆循环（从最大张力到零再到最大压缩力）。疲劳度称重传感器的另一个优势是不受外来弯曲和边缘称重力的影响。

3. 特殊应用传感器

特殊应用称重传感器是那些为测量特殊的力而设计的称重传感器。特殊应用称重传感器可以是单轴，也可以是多轴。它们包括但不限于如下几种。

- 踏板作用力
- 座椅安全带
- 驾驶杆
- 防撞护栏
- 手制动器
- 道路模拟器
- Tow Ball
- 股骨
- 防侧滑拖车
- 缓冲器作用力
- 轮胎测试
- 换档

11.3.4 选型和说明

应变计传感器的选型和说明主要由应用驱动。通常，应用上的考虑包括环境因素、被测力、称重或重量的大小、精度、尺寸约束、机械集成、外来力或称重以及鉴定要求。针对大多数应用需求，多数制造商都提供了一系列的模型以适合典型的应用。它们包括以下几项。

通用型——通用型称重传感器（图11-3-7）适用于大范围的一般力测量的应用，包括称重、功率计测试以及材料测试机等。它们之中的大多数都可以工作于张力和压缩力，并具有卓越的精度和品质。

疲劳度测试型——疲劳度测试称重传感器专门针对疲劳测试机的制造商和用户以及具有很高循环称重的应用而设计。所有疲劳度测试称重传感器都必须具有超过一亿次充分逆循环的能力。此类结实的称重传感器采用优质、抗疲劳且经过热处理的钢铁来制造。为了减小应力集中区域，其内部挠曲设计得非常谨慎。为了确保最长的寿命，必须对正确选择和安装内部应变计以及接线十分谨慎。疲劳度测试称重传感器具有多种结构。如图11-3-8所示。

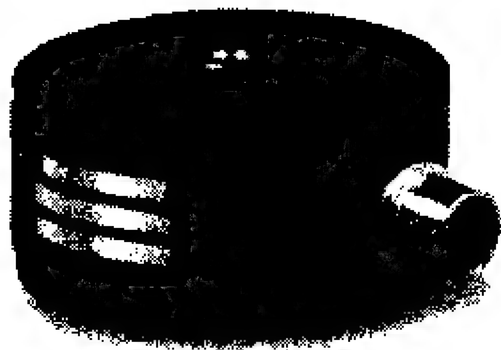


图11-3-7 典型的通用型称重传感器



图11-3-8 典型的疲劳度测试型称重传感器

空心、垫圈和按钮——对于需要紧凑型传感器的应用，空心式称重传感器（图11-3-9）、垫圈式称重传感器（图11-3-10）以及按钮式称重传感器（图11-3-11）都是非常普遍的选择。这些传感器的尺寸和容量都有很多种类。中空压缩称重传感器对那些直接通过称重传感器本身传递称重的应用非常有用。称重垫圈可用于确定与施加在紧扣件上的扭矩有关的箝位力。称重按钮开关具有一个完整的球形称重面，且一般用于生产和测试应用中的压缩性称重。



图11-3-9 典型的空心式称重传感器



图11-3-10 典型的垫圈式称重传感器

多组分——多组分称重传感器（图11-3-12）是使用单个传感器同时测量多个力和力矩的传感器。其应用包括疲劳测试机、轮胎一致性测试和汽车测试需求等。通常，每个轴（或测量通道）具有独立的插座和电缆。为了隔离引起串扰的力和力矩，我们需要对其结构进行仔细分析。多组分传感器具有多种结构以及力与力矩组合。



图11-3-11 典型的按钮式称重传感器

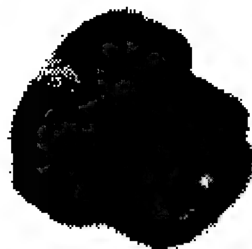


图11-3-12 典型的多组分称重传感器

11.3.5 适用标准

应变计称重传感器的基本设计并不受

某个特定标准的支配。但应变计传感器（测量特定的力、称重或重量）的校准和鉴定确实存在单个的适用标准。

由于测量重量的应变计传感器通常是用于贸易或出售商品，因此它比测量称重或力的传感器受更多特定适用标准的支配。代表性标准有Factory Mutual、OMIL和Underwriters Laboratory。多数制造商都遵守或符合诸如ISO 10012-1（前MIL-STD-45662A标准）、ISO 9001和ISO/IEC 17025等标准。

11.3.6 最新进展和未来展望

从20世纪50年代其最初发展到现在，应变计力、称重或重量传感器的基本设计并没有显著的改变。最近，某些制造商在传感器本身加入用于信号调理的内部电子线路。这改善了传感器的整体质量，而且降低了系统成本。典型的调理输出包括电压输出和电流输出。

TEDS是“传感器电子线路数据表”的简称，它基于IEEE P1451标准。IEEE P1451标准是一个对非易失性存储器（嵌入到模拟测量传感器之中）编译和寻址的结构和协议进行定义的新标准。TEDS允许用户重新得到诸如制造商名称、传感器类型、模型号、序列号、校准数据等具体信息以及通道ID、区域、位置、方向、标签号等可写信息。有的制造商提供了具有TEDS特性的传感器，其全部意图在于简化和减少用户的设置时间并减小误差。

将来，称重传感器和力传感器的进展很可能包括用于短距离传输数字数据的无线技术。目前，该技术正在发展之中。然而，成本是其需要克服的一个主要瓶颈。

未来其他的进展可能包括数字温度补偿等。

主要制造商

PCB Piezotronics, Inc. — 3425 Walden Avenue, Depew, NY 14043
Lebow Products — 1728 Maplelawn Road, Troy, MI 48084
Interface, Inc. — 7401 East Butherus Drive, Scottsdale, AZ 85260
Sensotec — 2080 Arlingate Lane, Columbus, OH 43228
Tedea Huntleigh — 677 Arrow Grand Circle, Covina, CA 91722
HBM, Inc. — 19 Bartlett Street, Marlborough, MA 01752

参考文献与资源

1. PCB Piezotronics, Inc. Force/Torque Division Product Catalog FTQ-200C.
2. PCB Piezotronics, Inc., ICP® Guide.
3. Wheatstone, Charles: An account of several new Instruments and Processes for determining the Constants of a Voltaic Circuit. Philosophical Transaction of the Royal Society of London, 1843.
4. Jerome Johnston and Keith Coffey: Getting the Most out of Strain Gauge Load Cells. Sensors Magazine, May 2000.

第12章　湿度传感器

John Fontes 高级应用工程师 霍尼威尔公司

12.1　湿度

湿度是指空气或其他气体中水汽的含量。人们通常用绝对湿度、露点和相对湿度（Relative Humidity，RH）来度量湿度。绝对湿度是水汽的质量与空气或其他气体体积的比率；露点是气体开始凝结成液体时的温度和压强；相对湿度是空气中水汽含量与水汽饱和时水汽含量（在相同温度或压强情况下）的比率。

热导式湿度传感器是一种绝对湿度传感器，这种传感器通过桥接两个热敏电阻构成的系统来测量绝对湿度，它即使在高温或污染环境下也能正常工作。

自20世纪60年代早期以来，人们一直使用冷镜来测量露点。但是，随着薄膜电容传感器技术的不断发展，薄膜电容传感器已经能够在–40°F以下的温度测量露点，并且其成本更低、精确度更高。

以前，人们通过测量丝绸、头发以及后来发明的尼龙和人工合成纤维织物中水份吸收情况的变化来测量相对湿度。20世纪40年代，发明了用机械手段测量相对湿度的方法。最近，又出现了聚合物基电阻式传感器和电容式传感器，也可以用于测量相对湿度。

12.2　传感器类型与技术

半导体技术的发展，使得开发出具有高精度、耐用并且低成本等特性的湿度传感器成为可能。其中，最常见的湿度传感器包括电容式湿度传感器、电阻式湿度传感器和热导式湿度传感器。在下面各节中，将分别讨论这些不同类型传感器的构成以及如何用它们来测量湿度。

12.2.1　电容式RH传感器

电容式RH传感器（即相对湿度传感器）广泛应用于工业、商业以及气象遥测等领域。这类传感器应用于大气测量和工艺测量方面具有明显的优势，并且，这类传感器是一种能够精确地测量到0%RH值的全量程RH测量设备。由于这类传感器具有良好的低温特性，因此它们常常可以在很宽的温度范围下应用，并且在使用时不需要另外进行温度补偿。

电容式RH传感器中的介电常数（电容率）变化几乎与环境的相对湿度成正比。

典型情况下，相对湿度每改变1%，电容式RH传感器的电容量就变化0.2pF~0.5pF。当温度为25°C时，如果电容式传感器测量的相对湿度为50%，那么它的电容量在100pF~500pF内。

电容式RH传感器具有低温系数，并且能在200°C的高温下正常工作。此外，它们能从冷凝状态下完全恢复正常工作，并且具有抗化学蒸汽的能力。对于相对湿度为63%时的阶跃式变化，电容式RH传感器的响应时间在30~60s内。

热固性聚合物电容式RH传感器能在当传感器的电容发生改变时，直接检测出相对饱和度的变化，具有快速响应、高线性、低迟滞以及良好的长期稳定性等优点。当传感器工作温度为环境温度时，它的相对饱和度和环境相对湿度相同。由于在绝大多数情况下，传感器的工作温度与环境温度一致，因此可以用传感器电容量的变化作为相对湿度变化的一种度量。

这些传感器使用经过工业应用检验的热固性聚合物，它具有三层电容结构和铂电极，并且，在这类传感器中还集成有硅片（硅片用来输出经过信号调理的电压。当然，高温环境下使用的传感器没有集成这种硅片）。图12-2-1给出了这种传感器的结构。

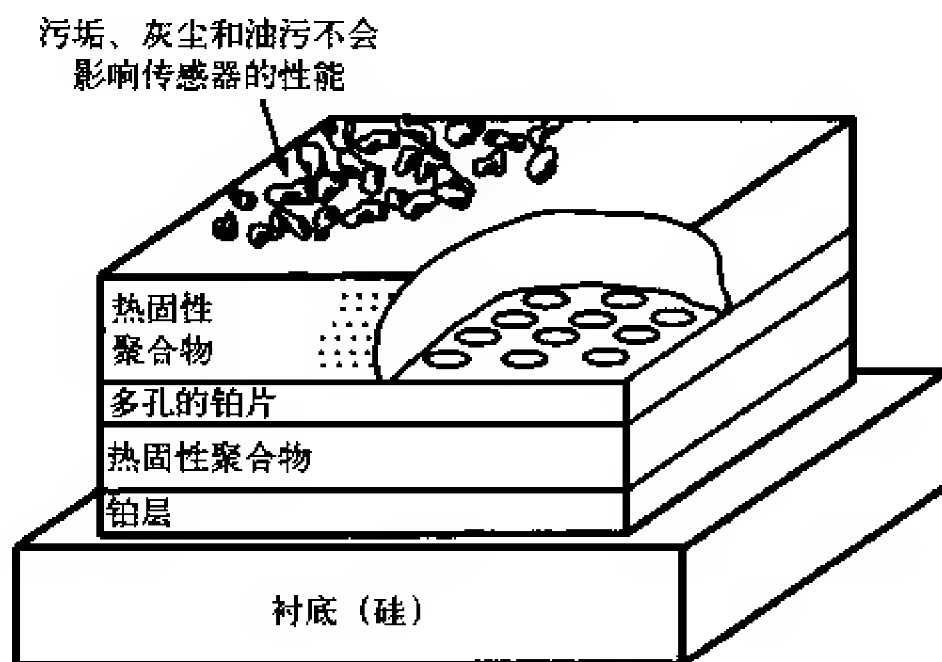


图12-2-1 热固性聚合物电容式RH传感器有三层电容结构，并且包含有热固性聚合物、铂电极以及一个硅芯片，此硅片可以用来输出经过信号调理的电压

当这种传感器工作时，其电容介电层的水汽与周围气体中的水汽保持平衡。另外，多孔铂金层可以用来屏蔽外部电磁感应导致的介电响应，而具有保护作用的聚合物覆盖层可用来为铂金层提供机械保护，从而使得铂金层免受污垢、灰尘以及油污等破坏。但是，如果污垢等污染物累积过多，将会降低传感器的响应速度，因为在这种情况下传感器中水汽含量达到平衡所需的时间会更长。

与热塑性电容式传感器不同，热固性聚合物电容式传感器可以在很高的温度环境下工作，并且对化学液体和化学气体具有更好的抵抗性，这些化学物质例如异丙

基、苯、甲苯、甲醛、油渍、常见的化学清洁剂以及鸡舍和猪圈中沉积下来的氨气。此外，热固性聚合物RH传感器在氧化乙烯（ETO）消毒工艺环境下具有最长的使用寿命。

热固性薄膜聚合物电容式传感器能近乎完美地响应相对湿度，而对绝对湿度（如水汽压强）的响应则并非如此。之所以会有这种响应特性，是因为这类传感器对水汽的吸收驱动力G可以表示为

$$G = R\,T\,\mathrm{Ln}\,(P/P_0)$$

式中 G——驱动力

R——气体常数

P——局部水蒸气压力

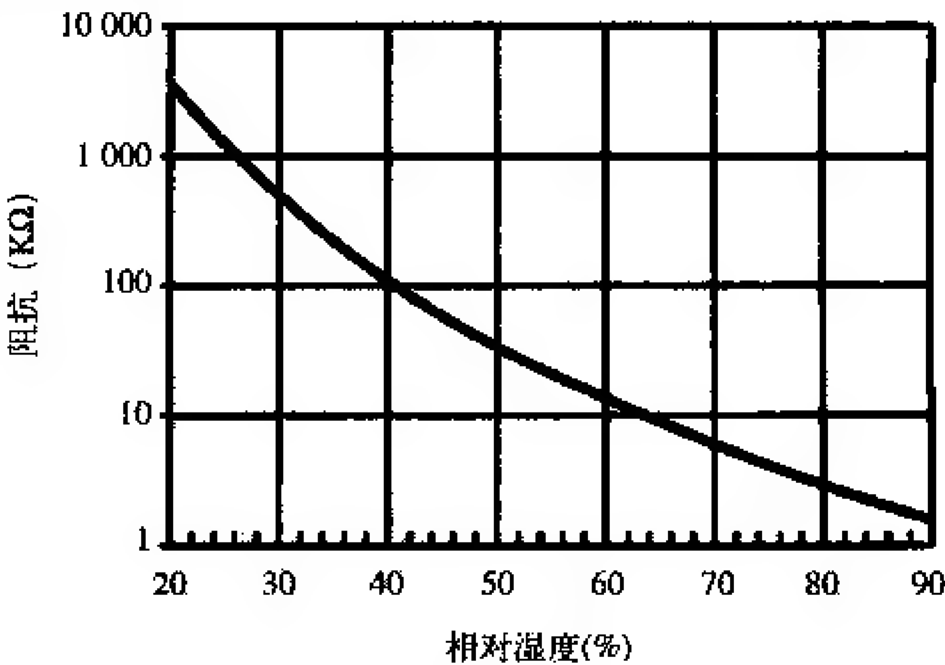
P_0——水蒸气饱和时的压力

当传感器在环境温度下工作时，P/P_0就等于环境的相对湿度。当传感器的工作温度为T时，能驱动传感器做出响应的相对饱和度定义为100%。

研究表明，在空气中使用的RH传感器的刻度值也可以用于测量在油类中的水汽相对饱和度，其误差范围在0.3%内（此结果也可以扩展到其他类似的化学液体中）。

12.2.2　电阻式湿度传感器

电阻式湿度传感器可测量阻抗的变化，而阻抗变化与湿度之间存在负指数关系（如图12-2-2所示）。通常，人们通过测量介质（导电聚合物、盐或者加工过的衬底）中阻抗的变化来测量湿度。



来源：Roveti, Denes."Choosing a Humidity Sensor: A Review of Three Technologies", Sensors Online. July 2001. http://www.sensorsmag.com/articles/0701/54/main.shtml

图12-2-2　电阻式湿度传感器中阻抗变化与湿度之间的关系

第一种大批量生产的电阻式湿度传感器是邓莫尔（Dunmore）传感器。这种传感

器生产于1940年，至今仍广泛应用在精密空调控制领域以及在电信领域中监测数据传输线、天线以及波导管等。

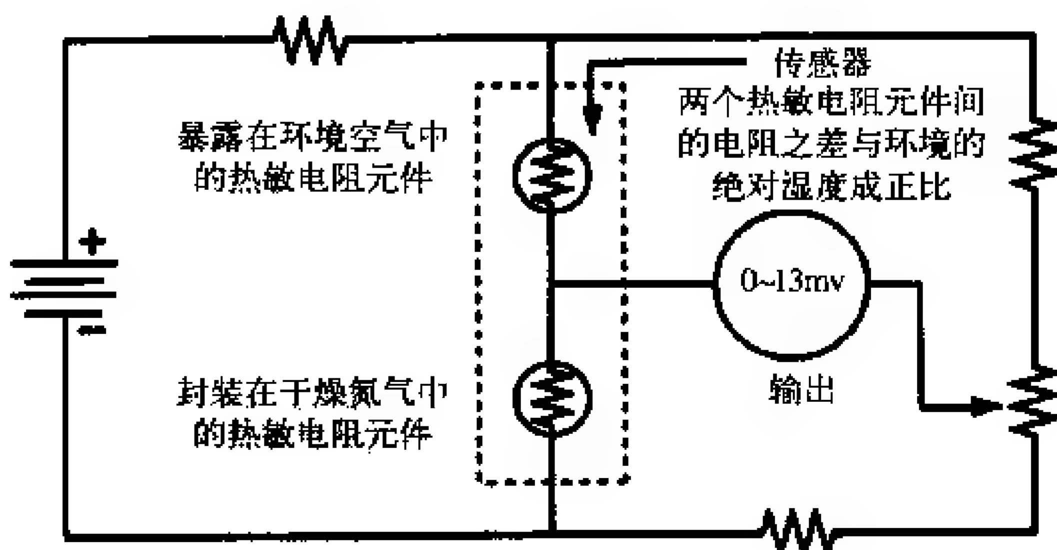
最新的电阻式湿度传感器使用了陶瓷涂层，从而使得在容易发生冷凝的环境下使用时可以提供保护作用。这种传感器由经过光刻的金属电极以及衬底构成，同时，在衬底表面涂上了导电聚合物与陶瓷黏合剂构成的混合物。并且，这种传感器还有一层塑料外壳用来提供防护功能。

当湿度测量的精度误差在±2%以内时，对于相对湿度为15%~95%的湿度环境，电阻式湿度传感器的可互换性优于3%。电阻式湿度传感器从完全冷凝状态恢复到30%所需的恢复时间为几分钟。如果使用信号调理器，那么传感器的输出电压与环境相对湿度成正比。对于大多数电阻式湿度传感器，其相对湿度为63%时阶跃式变化的响应时间为10~30s，而其阻抗范围为1kΩ~100MΩ。

12.2.3 热导式湿度传感器

热导式湿度传感器（也就是绝对湿度传感器）可以用来测量绝对湿度，这种传感器通过计算干燥空气的热导率和含有水汽的空气的热导率之间的差来测量绝对湿度。

热导式湿度传感器由在直流（DC）桥接电路中连接两个具有负温度系数（Negative Temperature Coefficient，NTC）特性的热敏电阻元件构成。其中，一个热敏电阻元件被封装在干燥的氮气中，而另一个热敏电阻元件则被暴露在测量环境下（如图12-2-3所示）。这样，两个热敏电阻之间的电阻值之差就正比于环境的绝对湿度。



来源：Roveti, Denes. "Choosing a Humidity Sensor: A Review of Three Technologies." Sensors Online. July 2001. http://www.sensorsmag.com/articles/0701/54/main.shtml

图12-2-3 热导式（绝对）湿度传感器

12.3 湿度传感器的选型和说明

在下面的小节中，将说明不同湿度传感器之间的区别，包括温度、精度以及可

互换性。此外，还将说明每种湿度传感器的优缺点。

12.3.1 湿度传感器的选型

在选择湿度传感器时，需要考虑的主要因素包括以下几项。

- 精度。
- 可互换性。
- 可重复性。
- 稳定性。
- 冷凝恢复性。
- 抗污能力。
- 大小和包装。
- 成本效益。
- 替换传感器所需的成本。
- 校准。
- 信号调理与数据采集电路的复杂性和可靠性。

一般来说，特定应用的环境条件决定了对湿度传感器类型的选择。

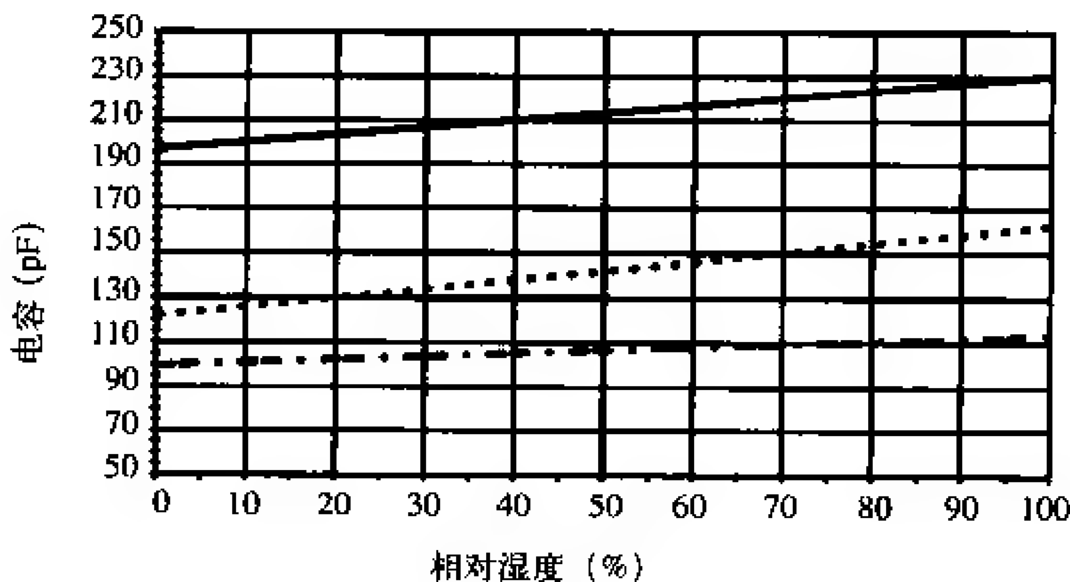
12.3.2 电容式RH传感器的选型

电容式RH传感器的应用领域很广泛，包括以下几项。

- 汽车上的装置，例如挡风玻璃除雾器。
- 打印机。
- 医疗卫生器材，例如通风机和培养箱。
- 电器用具，例如微波炉、冰箱（冷藏器）和干衣机。
- HVAC（采暖、通风和空调）。
- 录音机和数据记录器。
- 渗漏检测。
- 气象台。
- 工业和食品加工设备。
- 环境检测试验箱。

由于利用了半导体设计中的cutting-edge原理，许多电容式RH传感器具有很小的长期漂移和滞后效应。通过加入CMOS（互补金属氧化物半导体，Complementary Metal Oxide Semiconductor）定时器，这种传感器能够产生几乎成线性的输出电压，如图12-3-1所示。

当使用两点校正时，电容式RH传感器在湿度范围为5%~95%的典型测量误差为±2%。由于连接线电容的影响相对于传感器中的小电容变化是不可忽略的，这一特点限制了传感器的感应部件距离信号调理电路不应该超过10ft。



来源：Roveti, Denes."Choosing a Humidity Sensor: A Review of Three Technologies," Sensors Online. July 2001. http://www.sensorsmag.com/articles/0701/54/main.shtml

图12-3-1 带有CMOS定时器的输出电压

通过激光微调技术，可以使电容式RH传感器的误差方差降到±2%，从而提高传感器的可互换性。此外，计算机重复校准程序也能为100pF~500pF的电容式传感器提供电容补偿。

当环境的相对湿度很低时（例如低于几个百分点），电容式RH传感器的电容和RH值之间就不是线性关系。因此，在许多传感器中还包括有一个露点测量系统，它使用微处理器电路来存储刻度与校准数据。在HVAC和天气遥测应用中，这种设计方式能降低湿度计和发送器的开销。

优点

- 近似线性的输出电压。
- RH值测量范围宽，耐冷凝性好。
- 采用激光微调时，可互换性好。
- 在长期使用时稳定性好。

缺点

- 敏感元件与信号调理电路之间的距离有限。

12.3.3 电阻式RH传感器的选型

电阻式传感器体积小、成本低，而且具有长期稳定性以及很好的可互换性。电阻式湿度传感器适合在工业、商业和家庭产品中使用，特别是用于控制类产品和显示类产品。

电阻式湿度传感器的电阻与湿度变化量之间不是线性关系，但是可以通过模拟或数字的方法进行线性化处理。这类传感器的电阻范围在几千欧姆到100MΩ之间，其额定激励频率在30Hz~10kHz范围内。

RH传感器具有良好的可互换性（相对湿度误差在±2%之间）。其中，信号调理

电路可以标定到一个固定的RH点，因此不再需要湿度校准标准。通常，可以在一个RH校正室内测试RH传感器的测量精度，或者使用计算机系统在标准环境下进行精度测量。电阻式湿度传感器的额定工作温度在−40°C~100°C范围内。

在家用和商业应用环境下，电阻式RH传感器的使用寿命一般不超过5年，而且，如果经常与污染物接触会导致传感器过早损坏。如果使用了容易与水相溶的外壳，电阻式RH传感器将很容易由于冷凝而使测量值产生漂移。

优点

- 不使用参照校正标准即可标定与校正，具有良好的可互换性和现场可替换性。
- 长期稳定性。
- 可以远程使用。
- 尺寸小。
- 成本低。

缺点

- 暴露在化学气体与污染物中时容易导致过早损坏。
- 当使用水溶性外壳时，测量值容易发生漂移。

12.3.4 热导式湿度传感器的选型

热导式湿度传感器常用于电器用具中，包括干衣机和微波炉。它们在许多工业应用上得到使用，包括木材干燥、干燥机械、药物生产、烹饪与食品脱水。

热导式湿度传感器由玻璃、半导体材料、高温塑料以及铝构成，因此这类传感器经久耐用并且具有良好的抵抗化学蒸汽能力。在超过200°F高温的情况下，热导式传感器比电容式传感器和电阻式传感器具有更好的分辨率。热导式湿度传感器的精度通常为+3g/m^3，大约相当于在40°C条件下的±5% RH以及100°C条件下的±0.5% RH。

优点

- 经久耐用。
- 能在腐蚀环境和高温环境下正常工作（可高达575°F）。
- 分辨率高于电容式湿度传感器和电阻式湿度传感器。

缺点

- 能响应任何热性质不同于干燥氮气的气体，而这一特点可能会影响测量。

12.4 适用标准

12.4.1 标准组织

美国国家标准学会（ANSI，American National Standards Institute: http://www.ansi.org）

一个非营利性的民间组织，用来管理美国非官方的标准化工作，以及制定合格性评价体系。

美国材料试验协会（ASTM，American Society of Testing and Materials: http://www.astm.org）

这是世界上最大的非官方标准开发组织之一。主要开发和出版材料、产品、系统和服务等领域的非官方、自愿遵守的标准。

加拿大国家标准局（CSA，Canadian Standards Association: http://www.csa.ca）

为加拿大和世界各地的商业、工业、政府和用户等服务的非营利性会员式组织。该组织所开发的标准主要用来加强公共安全和公共卫生、促进人们生活质量的改进、帮助保护环境以及促进贸易等。

仪器、系统与自动化协会（ISA，Instrumentation、Systems、and Automation Society: http://www.isa.org）

该协会在许多应用领域为促进传感器、器械、计算机和测量控制系统的理论、设计、生产与使用提供帮助。

国际电工委员会(IEC，International Electrotechnical Commission: http://www.iec.ch)

该组织为所有的电气、电子以及相关技术制定和发布国际标准。

国际标准化组织(ISO：International Organization for Standardization: http://www.iso.ch/iso/en/ISOOnline.openerpage)

该组织是一个由146个国家的国家标准委员会构成的一个庞大网络，此外，其他国际组织、政府、工业、商业以及个人消费者实体代表也可以通过合作的方式加入该组织。

日本国家标准协会(JSA，Japanese Standards Association:http://www.jsa.or.jp/default_english.asp)

该组织的目标是"使公众受到关于标准化和工业标准一致性方面的训练，从而有助于促进技术的进步和生产效率的提高"。

美国国家标准技术研究所(NIST，National Institute of Standards and Technology: http://www.nist.gov)

该组织创办于1901年，是美国商务部技术管理局所属的非联邦性管理机构。其使命是开发和促进测量、标准以及技术的发展以提高生产率、促进贸易和改善生活质量。

12.4.2 工业组织

美国质量协会(ASQ，American Society for Quality: http://www.asq.org/)

该组织的目标是通过促进学习、改善质量以及支持交流来提高工作场所和社区的生活质量。该组织为美国国会、政府机构、立法机构以及其他团体和个人提供与质量相关的咨询与建议。

国际测量联盟(IMEKO，International Measurement Confederation: http://www.mit.tut.fi/imeko/)

该组织是一个由36个成员机构组成的非政府性联盟。该组织主要促进测量和仪表领域的科技信息国际交流，以及促进研究机构和工业领域内的科学家和工程师们进行国际合作。

国际标准实验室国际会议（NCSL International，National Conference of Standards Laboratories International: http://www.ncsli.org/）

该组织是一个面向测量科学相关技术研究群体的国际组织。

（美国）保险商实验室(UL，Underwriter's Laboratory: http://www.ul.com)

该组织是一个独立的非营利性产品安全性试验和认证组织。

12.5 接口与设计信息

12.5.1 温度和湿度影响

所有基于吸收原理的湿度传感器（电容式、电阻式、导电薄膜式等）的输出都受温度和相对湿度（%RH）的影响。由于这个原因，在一些对精度要求高的应用场合或者工作温度范围很宽的应用场合中，都需要对湿度传感器进行温度补偿。

在对湿度传感器进行温度补偿校正时，最好使温度测量工具与湿度传感器的实际工作范围尽可能接近。也就是说，需要确保温度测量工具在相同的湿度环境下进行测量和补偿，尤其是在用相对湿度和温度组合的方法来测量露点时更应如此。在工业级湿度测量工具和露点测量工具中，通常在陶瓷传感器的衬底上包含有一个1000Ω的铂RTD，用来进行温度补偿测量。在这类高温传感器中，没有提供片上的信号调理部件。

12.5.2 电压输出

带有相对湿度集成电路（RHIC，Relative Humidity Integrated Circuit）的湿度传感器具有线性输出电压，它的电压值是V_{supply}、%RH（即相对湿度值）和温度的函数。此外传感器的输出电压是按“比率”方式度量的。因此，随着供给电压的上升，传感器的输出电压也将成比例地升高。图12-5-1描述了传感器工作温度范围为0~85℃时相对湿度与温度的关系。

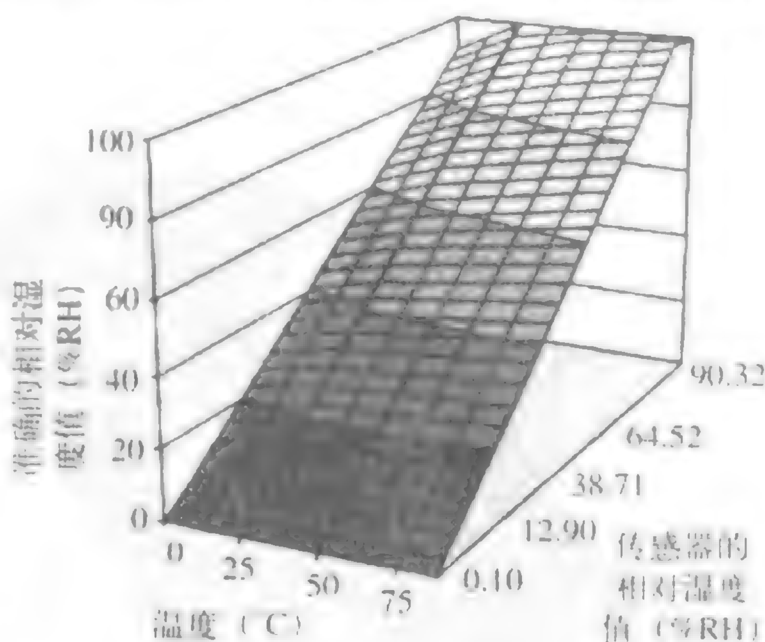


图12-5-1 相对湿度与温度的关系曲线

图中的曲线是通过结合运用以下两个等式近似计算出来的。

① “25℃最佳拟合线”（或者类似的最佳拟合线），也就是在25℃环境温度下的传感器湿度测量方程。传感器在25℃环境下的最佳拟合曲线（图12-5-1中的粗

体线）是

$$V_{out}\ J\ V_{supply}\,(0.0062\ (\%RH) + 0.16)$$

上述特定于传感器的方程可能从RH传感器的技术手册中获取。在传感器技术手册给出的输出方程中，假设$V_{supply}\ J$ 为5VDC，并且这一参数通常包含在传感器内或者作为一个可选项在传感器中可获取。

② 与传感器无关的方程。这个方程用来校正温度为T时引起的相对湿度（%RH）读数误差（在最佳拟合曲线方程中）

$$准确的RH值 = (\%RH)/(1.0546 - 0.00216\ T);\ T = {}^\circ C$$

或者

$$准确的RH值 = (\%RH)/(1.093 - 0.0012\ T);\ T = {}^\circ F$$

上述方程适用于典型的曲线图（25°C时的最佳拟合线）或实际的曲线图（在25°C时特定于传感器的方程），其误差范围是

当T>20°C时，误差范围为±1%；

当10°C<T<20°C时，误差范围为±2%；

当 T<10°C时，误差范围为±5%。

对于特定传感器版本的曲线图，露点测量工具可直接作用于这种表面图之上，其方法是通过使用查找表。

注意：在应用第二个方程之前，应该通过第一个方程将观测到的输出电压转换为%RH。

12.5.3 冷凝和受潮

当湿度传感器实际工作区域的表面温度低于周围气体的环境露点时就会发生冷凝。即使是表面温度非常短暂地低于环境的露点，也会在传感器（或者任何其他表面）上产生冷凝现象。当传感器工作在相对湿度超过95%的工作环境下时，即使是在传感器附近有很小的温度起伏，也会不知不觉的导致出现冷凝。

虽然冷凝很快出现，但是水在湿度较高的条件下蒸发却非常慢（也就是说，即使传感器的表面温度稍微高于环境的露点，传感器也会很快产生冷凝）。因此，传感器从冷凝或者受潮条件下恢复的周期远远长于在普通环境下的响应时间。在恢复过程中，无论环境的相对湿度值为多少，传感器都将始终输出相对湿度值为100%。

当应用中需要连续监测相对湿度值高于90%的RH值时，应该采取一些方法来避免传感器出现冷凝。可采取的措施包括以下几项。

① 维持良好的空气混合，从而最小化局部湿度起伏。

② 有些传感器使用烧结不锈钢过滤器来防止传感器被溅湿。在快速饱和、不饱和（或容易溅湿）的环境中，通常使用防水涂层来进一步防止出现冷凝和受潮。

③ 加热RH传感器，从而使得传感器有效工作区域的温度高于被测环境的露点。可以通过外部加热器来实现对RH传感器的加热，也可以通过提供更高的供给电压使得CMOS RH芯片进行自动加热。

注意：如果加热RH传感器使它的温度高于环境温度，这容易改变传感器的校正，从而使得传感器对热扰动（例如气流）很敏感。

12.5.4 集成信号调理

所有RH传感器都能快速地从冷凝或受潮中恢复过来，而且几乎对刻度不会产生漂移影响。但是，如果在很高的相对湿度值（>95%）环境下，或者在连续产生冷凝的环境下工作时间超过24h或更长时间，传感器就可能产生2%~3%个相对湿度点的向上偏移，这种偏移是可重复的，并且当把传感器放在较低的RH（10%）环境下超过10h之后，传感器又会产生相反方向的偏移。

硅集成湿度传感器在感应电容上安装有信号调理电路。这些RHIC湿度传感器是通过激光进行微调的，从而使得在V_{supply} J为5V DC时，并且当温度在25°C条件下，对于相对湿度值在0%~100%内的湿度情况，其输出电压通常在0.8~3.9V范围内（在这些传感器中，传感器特定的校准数据手册和25°C下的最佳拟合曲线或者包含在其中，或者是作为可选项提供）。

基于RHIC的传感器通常是在出厂的时候就已经进行了校准，而微小功率设备要么带有各自的校准功能，要么具有良好的可交互性。这些特性能帮助OEM厂商避免进行湿度校准的成本，并且延长便携式仪表的电池使用寿命。对于需要高精度测量值的应用场合，可以通过调理系统的电子电气特性来实现该目标（这时需要考虑25°C温度下，不同传感器的最佳拟合曲线）。

可互换性定义了在某个RH点情况下，一类传感器的电压范围。通常，对于RHIC芯片，±5%@0%RH通常用作可互换性的基准输出，这个值通常是0.5~3.9V（对应于0~100% RH），其机内电压为5V DC。

如果设置基线斜率为0.031V/%RH，那么对于±5%RH的误差范围，就可得到±0.155V的电压误差。也就是说，对于这种设备，它的输出电压范围是0.8V±0.155V，或者说电压范围为0.645~0.955V。当在相对湿度值为0%的环境下工作时，所有传感器的输出电压都将在这个范围之内。

随着RH值的增加，其传感器的可互换性也将增加。因为传感器的RHIC芯片只能在0%RH值的情况下进行微调，在其他RH值上进行微调是不合适的。

可互换性有助于降低设计成本，因为这时不需要为每个独立的传感器进行校正。在较高湿度的环境下，RHIC传感器能保持较好的可互换性和精度。

精度是基于特定传感器的特定校正曲线来进行测量的，其误差范围在±2%之间。例如，如果某个特定传感器在相对湿度值为0%RH（假设供给电压为直流5V）时的输出电压为0.850V，那么这个传感器的输出电压应该总是在±0.062V，或者说输出范围为0.788~0.912V。当不对每个传感器进行系统校正时，精度就等于可互换性±2%。如果对每个RHIC传感器都进行校正，那么其总体精度在±1% RH ~2% RH之间。

参考文献与资源

1. Christian, Stephan. " New generation of humidity sensors." Sensor Review 22 (2002):300-2.
2. Honey well web site, humidity sensor information: http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/humiditymoisture/#technical
3. Measurements Science Conference (MSC): http://www.msc-conf.com/
4. Quelch, D. " Humidity Sensors for Industrial Applications." International Confer-ence on Sensors and Transducers, Vol. 1. Tavistock, UK: Trident Exhibitions, 2001.
5. Rittersma, ZM. " Recent Achievements in Miniaturized Humidity Sensors: A Re-view of Transduction Techniques." Sensors and Actuators 96 (2002):196-210.
6. Roveti, D.K. " Choosing a Humidity Sensor: A Review of Three Technologies." Sensors 18 (2001):54-8.

第13章　机械振动监测传感器

Timothy J. Geiger IMI传感器部门经理 PCB Piezotronics公司

13.1　概述

人类耳朵和手对振动的感觉具有很强的主观性。人们靠声音和触觉来判断机器的工作是否正常（或者通过监听放置在机器上的螺丝刀传递过来的声音进行这种判断）的方法已经迅速被更为科学的方法所取代，现代的方法能够进行数据趋势分析并能在早期预测机器故障。

为了做出更为客观而有据的判断，大多数测量工程师希望有一致性好、可预测性强的数据，用来帮助他们进行机械故障诊断。机械振动传感器以及相应的信息读出装置就能提供这种客观信息，用于对机器健康状况做出更为准确的评价。

由于压电式加速度计的频率响应很宽，因此在大多数机械故障监测应用中，这种加速度计都可以替代人工监测。此外，如果将这种传感器固定在机械上，就能对关键机器实现连续监测或者关机保护功能。这样，就使得车间和生产管理人员能在制定机器维护方案时具有预见性。如此带来的结果是，可节省成本并且有计划地停机来进行设备维修，而不是被动地维护（这种维护方式可能导致昂贵的生产损失和维修费用）。未来，将会有更多的机器被连续监测，从而可以较早地预测其故障，这样，就允许机器维护人员集中精力去处理那些少部分出故障的机器，而不是用人工方法毫无针对性地监测那些正常运转的机器，以至于浪费大量劳动力。

下面列出一些使用机械振动传感器的应用领域和行业，包括以下内容。

- 铝加工企业。
- 汽车制造。
- 平衡装置。
- 轴承分析与诊断。
- 轴承振动监测。
- 桥梁与民用建筑。
- 煤炭加工。
- 低温成型操作。
- 混凝土加工厂。
- 机器工作状态监测。
- 压缩机。
- 冷却塔。

- 碰撞操作。
- 机械诊断。
- 发动机。
- 地板振动监测。
- 食品、牛奶与饮料加工企业。
- 地基。
- 变速箱监测。
- 地质勘探。
- 重工设备与机械。
- 直升机。
- 船体振动监测。
- HVAC设备（供暖、通风和空调设备）。
- 冲击碰撞测量。
- 冲击响应。
- 机床。
- 机械工作状态监测。
- 机械上的机架。
- 机械底座监测。
- 机械振动监测。
- 制造业。
- 采矿业。
- 模态分析。
- 发动机振动。
- 越野装备。
- 造纸机械监测。
- 石油化工。
- 制药。
- 发电。
- 预测性维护。
- 印刷。
- 纸浆和造纸。
- 抽水机（泵）。
- 质量控制。
- 地震监测。
- 船上的机械。
- 冲击测量。
- 破碎操作。

- 场地振动勘测。
- 泥浆脉动监测。
- 锭子振动与失衡监测。
- 吱吱声与卡嗒声检测。
- 钢铁与金属材料。
- 结构噪声。
- 结构测试。
- 潜水泵。
- 运输设备。
- 汽轮机（涡轮机）。
- 涡轮机。
- 水下泵。
- 振动式给料器。
- 振动控制。
- 振动隔离。
- 水处理厂。
- 污水处理厂。

机械振动传感器的典型故障是可以检测出来的，并且可以大致地给出发生这种误差的百分比，如下所示。

不平衡	40%
没有对准	30%
共振	20%
皮带和滑轮	30%
轴承	10%
发动机振动	8%
泵气蚀	5%

加速度计是目前最常用的机械振动传感器。工业部门对加速度计的使用主要集中在预测机械故障和确保按计划进行机械维护方面，从而延长机械的使用寿命。这样，操作人员在购买备件方面就能作出更明智的决定，以确保关键设备一直处于正常工作状态，从而提高生产效率和产品收益。加速度计特别适用于带有滚动轴承的中小型机器，其包装外壳与轴承随着转子一起运动。在这种情况下，轴承箱中的加速度计（有时又称为惯性式传感器）可以用来很好地指示轴的运动。加速度计使用方便，并且可以很容易直接安装在轴承箱的外表面（它们也可安装在轴颈轴承机器的外表面，但是在这种情况下，其运动很小，这是因为轴颈轴承外包装的质量很重，而且经过液体薄膜传递后的振动已经降低）。

从技术上来说，加速度计是一种能量转换器，用来产生与所施加的加速度成正比的电子输出信号。用于构造加速度计的传感技术很多，包括电阻式传感技术（通

常利用铂或硅材料的应变计实现该技术)、电容式传感技术和压电式传感技术。电阻式和电容式感应技术主要用来测量均匀加速度（加速度为常数），例如地球引力，并且它们通常只能用来测量非常低频率的振动，例如笨重、低速滚筒发生的碰撞。相反，压电式感应技术可测量的振动频率范围非常宽，适合用于精确地测量大多数其他类型的振动。这类加速度计适合用于机械振动监测，并且在几乎每种工业振动应用中都推荐使用这类传感器。

压电式加速度计通常很耐用，并且具有对污染物的防护功能，不会受到外部噪声的影响，易于实现。人们通常把具有这些特性的加速度计归类为工业级加速度计，这类加速度计适合在恶劣的工业环境或水下应用环境中使用。

13.2 技术基础

压电式加速度计的技术基础是压电效应，其基本原理是，当这类加速度计内部的感应材料受到挤压或拉紧时会产生电荷。

有一些方法可以用来使压电材料产生应力（所有这些方法都利用一个附着在感应材料上的振动块，并基于牛顿第二定律可计算力的大小：力=质量×加速度。关于更多信息，参见第5章）。根据敏感元件几何形状的不同，可以将这些方法分为压缩型、弯曲型和剪切型。这些方法各有优缺点，但是，为了在工业级机械振动应用中获得最佳的总体性能，加速度计厂商几乎毫无例外地使用剪切结构来制作压电式加速度计，如图13-2-1所示。

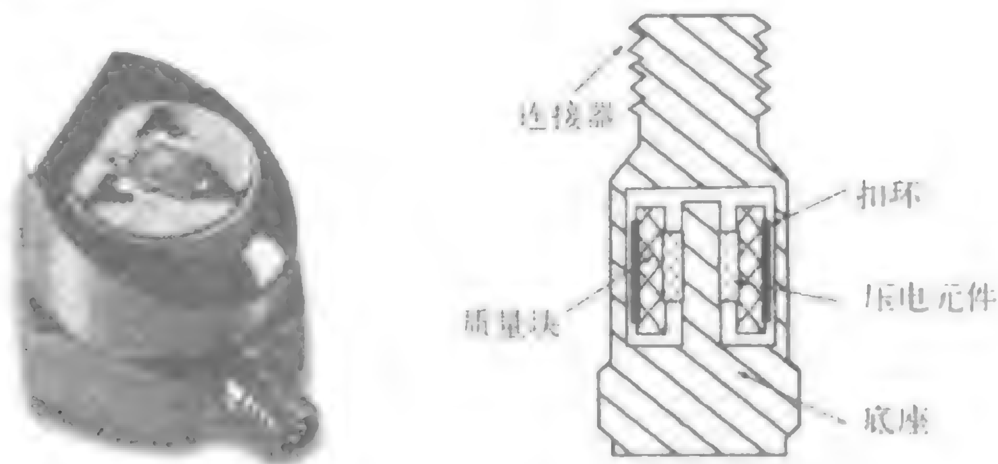


图13-2-1　剪切型加速度计的图片和横切面图

基于剪切敏感元件的加速度计结构设计方式具有紧凑、劲度好、耐用性强以及共振频率高等特点。此外，这种设计方式不容易受来自底座形变和热瞬变等外部输入的影响。在工业应用中，较早的压缩式加速度计已经被这种剪切式加速度计所取代，主要是因为在压缩式设计中，热瞬变使得底座的应变误差很敏感，特别在低频情况下更是如此。这种低频误差（或漂移）将导致所谓的“滑雪斜坡（ski slope）”误差，当加速度信号集成到速度信号中时，这种误差变得尤其明显。遗憾的是，有些厂商仍然使用这种过时的设计结构来生产加速度计。随着剪切结构加速度计的大批量生产，将使其成本降低到可以被工业市场所接受的水平，从而进一步促进这类

加速度计的使用。

不管在设计中使用何种敏感元件，当压电式材料受到应力作用时，带电离子都将在其表面累积起来。这时，与晶体紧密接触的电极将收集这些带电离子，从而形成电信号输出。然后，这些电信号通过一根细小的导线被传送到信号调理电路（信号调理电路通常在加速度计的外壳内）。其中，信号调理电路的作用是把来自晶体的、难以直接使用的高阻抗电荷转换成可以传输到加速度计外面去的低阻抗电压信号，这样，就使得电信号输出距离相对较长，并且不会产生信号退化。这时，低阻抗电压信号就可以被数据采集设备采集、显示在示波器上或被存储在记录仪中，也可以被数据采集系统或FFT分析仪所分析。这种类型的加速度计通常称为IEPE加速度计（电压输出型加速度计，Integrated Electronic PiezoElectric），也称为ICP®加速度计（集成电路型压电加速度计，Integrated Circuit Piezoelectric)），它是PCB公司的注册商标。

为了满足特殊应用的需要，可以利用辅助电路来增强或调理输出信号。这些增强处理包括滤波、rms转换、4mA~20mA传感器、积分器以及TEDS（Transducer Electronic Data Sheet,传感器电气数据手册。它是一种在传感器上存储有自我标识信息的可寻址存储器）。

为了确保正常工作，具有内置电子部件的传感器需要有一个恒流电源。通常情况下，在工业级读出设备中（例如数据收集器或在线监测器）都包含有一个恒流电源，如果没有提供这种恒流电源，传感器厂商通常会提供多种不同类型的电源。

虽然加速度计的技术基础都非常相似，但是面向不同应用的加速度计传感器的特殊设计也是非常关键的。工业应用中的加速度计通常要求具有抵抗恶劣环境和操作条件的能力。为了达到这些要求，需要注意如下几方面的设计与结构特点，主要包括：

焊接不锈钢外壳：这种抗腐蚀性材料能够很好的抵抗污垢、油渍、湿气和刺激性化学物质的影响。此外，不锈钢也是非磁性的，这一特点能够把电动机和其他电磁干扰源对传感器的影响误差降到最低。为了达到经久耐用的目的，传感器上所有的外壳配件都利用精确的激光焊技术进行焊接。在传感器的外壳上没有使用环氧树脂类材料，这是因为这种材料容易导致传感器引起外壳老化穿孔。

内部法拉第屏蔽：使用内部电屏蔽功能的加速度计能避免射频干扰（Radio Frequency Interference，RFI）、电磁干扰（ElectroMagnetic Interference，EMI）以及其他外部噪声影响。这样，就能使传感器的敏感元件与地面隔离，并且能确保在测量系统中不会有任何接地回路（接地回路会引起信号漂移、噪声以及其他难以跟踪的电气问题）。

耐用的军用电气连接器或密封的整体电缆：推荐使用由玻璃液密封的接线引脚和外壳做成的电气连接器。所有的连接器都应该利用激光焊技术焊接到传感器的外壳上。带有整体电缆的传感器应该装配有密封的具有反馈特性的引脚和高压、注模的电缆，并且引脚和电缆两者都应该被激光焊接到传感器金属外壳上。带有聚氨脂外壳的电缆能在水下承受750psi的压力，并且具有良好的拉扯强度和应力恢复特性。

带有防护外壳的电缆：传感器的互连电缆应该使用具有防护层的双绞线，并且在双绞线外面应该加一层防护壳，以便可以使电缆暴露在工业材料或暴露在具有极端温度的环境条件下工作。对于有工业碎屑可能会损坏电缆外壳的设备，或者对于电缆可能会被踩踏或压扁的应用情况，建议使用带有不锈钢金属护套的电缆。为了适合应用的需要，人们提供了多种不同类型的电缆电连接器。此外，在使用时要注意连接器的额定工作温度值和连接器的构成材料。具有四周密封特性的电缆连接器，为户外或经常需要冲洗的应用提供了连接方面的保护。

13.3 加速度计类型

13.3.1 用于固定安装的低成本工业级ICP加速度计

对于固定安装在机械上的应用，推荐使用低成本的工业级ICP®加速度计，它能够满足预测维修和工作状态监测应用中进行振动趋势分析的实际需要。为了降低成本，除了可以考虑设计和制造因素外，还可以通过放宽对灵敏度的要求以及仅仅在一个参考频率（通常为100Hz）上进行校正来进一步降低成本。只有当使用了传感器的标称灵敏度时，测量精度才会被折中。如果使用的是已提供的单点灵敏度，那么传感器的测量精度是非常好的。

由于低成本传感器的灵敏度公差更宽，因此，使用标称的灵敏度值进行测量的精度低于使用参考灵敏度值进行测量所获得的精度。但是，这一缺点并不重要，因为当进行振动趋势预测时，用户关心的主要是机械上振动幅度或频率特性在总体趋势上的变化。当利用同一传感器在相同位置获得的数据进行前后对比时，由于这类压电式振动传感器具有良好的可重复性，这对于多次测量并进行振动趋势预测非常有用。对用户而言，使用低成本传感器有利于安装更多的传感器，从而监测更多的测量点。

13.3.2 低频工业级ICP加速度计

低频加速度计主要用在体形大而且转速慢的设备上。其应用包括以下内容。

- 慢速旋转机械上的振动测量。
- 造纸机滚转测量。
- 大型建筑物与机器的地基。
- 大型鼓风机和空气调节设备。
- 冷却塔。
- 建筑物、桥梁、地基与底板。

低频振动加速度计可以测量较低的加速度，这类加速度计具有高输出敏感性和低频响应等特点。进行低频振动测量的目的是为了获得更好的振幅分辨率和更强的输出信号，以便用于进行低频振动测量与分析。

最灵敏的低频加速度计是用于地震测量的加速度计。这类加速度计在体积上很

大，以便能承受更大的振动和自身质量，有利于产生更强的输出信号。这类传感器的振幅范围比较有限，这一特点使得它们不适合许多通用的工业级振动测量应用。但是，当测量机械、建筑物、桥梁和大型结构的低速振动时，这些低频、低噪声型加速度计能获得更好的测量结果。

所有低频工业级加速度计具有通用工业级加速度计的优点，主要包括：结实耐用、激光焊、不锈钢外壳（这些使其具有抗污垢、潮湿或恶劣环境的能力）；气密的军用连接器或密封的整体电缆；低噪声、低阻抗的电压输出信号（这使其具有长途信号传输能力）。

13.3.3 高频工业级ICP®加速度计

高频加速度计通常用于高速旋转的机械，其应用主要包括以下几项。

- 对高速转动的机械进行振动测量。
- 齿轮啮合研究与诊断。
- 轴承监测。
- 小型机械。
- 高速锭子。

成功的振动测量首先来源于传感器具备完成本次测量的能力。如果传感器自身的频率响应特性不够，那么就存在获得错误数据或不充分数据的风险，以至于难以进行正确的分析与诊断。

在对高速旋转的机械、锭子、齿轮等进行振动监测、测试和频率分析时，为了在所需的带宽范围内精确地获取振动信号，不可避免地需要使用具有足够高频率范围的传感器。此外，在对小型机械进行振动测量时，可能需要使用小型的传感器元件，因为在这种条件下，传感器大小和重量已成为重要因素。

13.3.4 4mA~20mA振动感应传感器

这类传感器是一种具有循环供电回路、输出电流为4mA~20mA的加速度计。一般来说，振动感应传感器提供了能代表整体振动的输出信号（通常在传感器内部还集成有一个积分器电路，使得可以输出速度信息，例如用in/s rms 或 mm/s pk表示）。该传感器的振动信号可以连接到市场上可购买的许多类型的电流回路监测设备，例如记录仪、报警器、可编程逻辑控制器（Programmable Logic Controller，PLC）和数字控制系统（Digital Control System，DCS）。

对于机械振动的监测和对剧烈振动等级的警报，可以在现有过程控制设备与人机交互（Human Machine Interface，HMI）软件上使用振动感应传感器。这样，就允许操作人员使用现有的过程控制系统来监测机械，而不需要另外购买特定的振动监测软件。这样做的好处是能够连续不断地监测机械，及早检测出可能要出现的机械故障并发出警报。通过采用这种方法，现有的过程控制技术人员就能监测振动的强度等级，而技术熟练的振动专家则仅仅在需要对振动信号进行详细分析时才亲自出

马。可以想象，在不久的将来，利用4mA~20mA振动感应传感器进行机械振动测量将被广泛地应用于加工设备的监测，就像今天广泛使用压力、温度、流量和负载电流监测仪器一样。

为了适合特定应用的需要，人们提供了许多振幅范围和频率范围可供选择的振动传感器，而且，这些传感器也可以输出速度信号或加速度信号。此外，大多数传感器模型还提供了可选的模拟信号输出（原始振动选项），用于进行频率分析和机械诊断。

13.3.5 直流响应、工业级电容式加速度计的应用

直流响应加速度计通常只在大型、慢速转动的设备上或者在大的民用建筑中使用。其主要应用包括以下几项。

- 造纸机滚轮。
- 大型建筑和机械的地基。
- 冷却塔。
- 建筑物、桥梁、地基与底板。

与存在低频限制的压电式加速度计不同，工业级电容式加速度计能真正测量到DC（直流）信号（也就是0Hz频率的信号）。

电容式加速度计包含两个相向的平行板电容器，这两个平行板电容器共用一个放在它们中间位置的柔性极板。当柔性板对加速度进行响应时，就会从两个平行板电容器之间产生差分输出信号。这些信号经过调理后，就能排除噪声，并提供标准化的输出灵敏度。传感器中内置的电压信号整形功能（以及可选的低功率电压）使得传感器能在许多种类的直流电源下工作。最终，使电容式加速度计具有容易实现的特点，并且能提供具有良好完整性、低噪声特性的输出信号。

与通用工业级加速度计一样，具有直流响应特性的工业级电容式加速度计也具有这样一些优点：采用激光焊的不锈钢外壳，使其具有抵抗污渍、潮湿或恶劣环境的能力；密封的军用连接器或密封的整体式电缆；低噪声、低阻抗电压输出信号，使其具有长距离信号传输能力。

13.4 工业级加速度计选型

通常情况下，能满足测量参数要求的加速度计有很多，那么，该如何选型呢？通过尽可能准确地回答下列问题，就能确定所需选用的加速度计的一些关键指标。

① *测量范围或灵敏度*：确定将要测量的振幅峰值，并选择满足相应测量范围的传感器。对于典型的加速度计，其最大测量范围是±5V除以灵敏度。例如，如果传感器的灵敏度是100mV/g，那么其测量范围是(5V/0.1V/g) = ±50g。此外，在选择传感器时，应该允许一定的测量范围盈余，以防振动比预期幅度稍高一点就导致传感器损坏。图13-4-1给出的振动灵敏度图能帮助确定预期的测量范围。

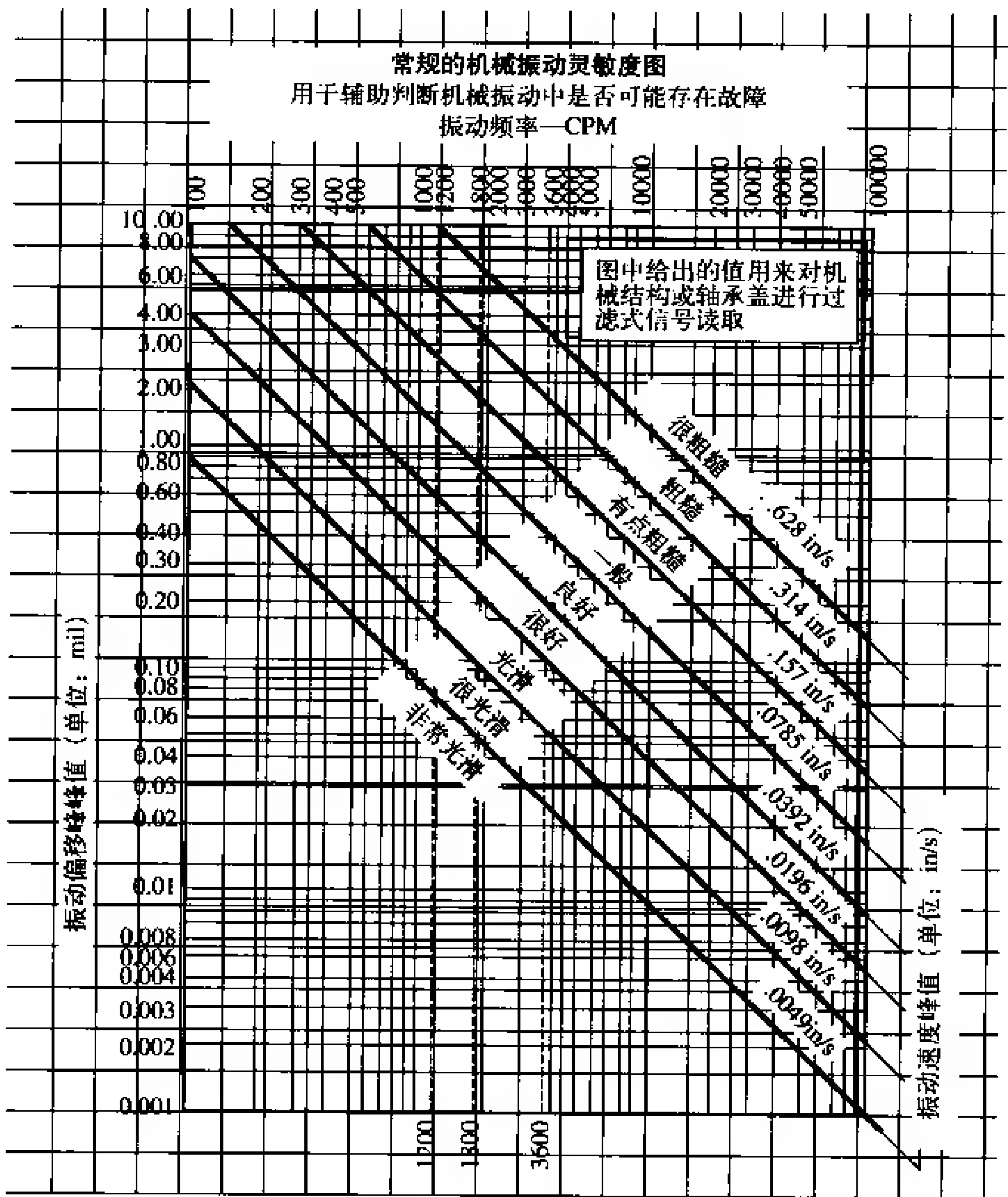


图13-4-1　振动灵敏度图

② 频率范围：确定将要分析的振动的最低频率和最高频率。如果不能确定频率的上限范围，那么可以使用表13-4-1作为参考。

在选择加速度计时，应该选择那种能同时覆盖所需低频和高频测量范围的加速度计。在极少数情况下，利用单个加速度计可能难以测量整个感兴趣的振动频率区域范围。

高频振动测量时请注意：许多机器（例如抽水机、压缩机等）可能会产生超出所需测量频率范围的高频振动。虽然这些振动超出了测量范围，加速度计仍可能被激发。由于高频通常伴随着高加速度，这种高频振动经常会驱动更高灵敏度的加速度计

(100 mV/g与500 mV/g)，使它们达到饱和状态，最终产生错误读数。如果在测量中怀疑出现了明显的高频振动，应该使用低灵敏度（通常为10 mV/g或50mV/g)的加速度计进行测量。对于某些应用，高灵敏度的加速度计中带有内置的低通滤波器，能过滤掉不需要的高频信号，从而能在期望的频段提供更好的振幅分辨率。

表13-4-1 频率范围选取原则（文献[4]）

推荐的频率范围（上限频率）		推荐的频率范围（上限频率）	
转轴振动	10 × RPM	发动机或发电机	3 × (2 × LF)
变速箱	3 × GMF	鼓风机	3 × BP
滚动元件轴承	10 × BPFI	滑动轴承	10 × RPM
抽水机	3 × VP		

注：1. RPM——每分钟转数，或转/分（Revolution Per Minute）。
2. GMF——齿轮传动频率（Gear Mesh Frequency）。
3. BPFI——内环球体通过频率（Ball Pass Frequency Inner Race）。
4. VP——轮叶通过频率（Vane Pass Frequency）。
5. LF——工频（Line Frequency，在美国为60Hz）。
6. BP——叶频（Blade Pass Frequency）。

为了判断是否会出现超过加速度计测量范围的频率情况（即饱和情况），应该利用数据收集器、频谱分析仪或示波器在时域上查看原始振动信号。这时，需要将分析仪的频率范围设置得比加速度计的最大标定输出频率范围高。如果其振幅超过加速度计的最大额定输出测量范围（对于100mV/g的仪器而言，通常为5V或50g），那么就应该选用具有低灵敏度的传感器。如果使用高灵敏度传感器，就可能会出现信号裁剪与电子饱和效应。这样的结果是，会产生不正确的谐波、“滑雪斜坡（ski slope)”以及其他许多严重的测量误差。

③ *宽带分辨率（噪声）*：确定所需的振幅分辨率，该分辨率是最低振动级和最小振幅变化两者中的更小者。在进行传感器选型时，应该选择其宽带分辨率小于或等于这个值的传感器。例如，如果需要测量最小振幅为0.001g的锭子，那么就应该选择其分辨率比1mg更好的加速度计。如果已知的振动级是用速度（in/s）或位移(mils）表示的，那么应该将其转换为在主要频率下的加速度振幅（g)。注意，分辨率值越小，表示分辨率越高。通常，陶瓷敏感元件比石英传感器的分辨率更高（即噪声更少)。

④ *温度范围*：确定传感器将要经受的最高温度和最低温度，并且确保它们在传感器的额定温度范围之内。

温度瞬变：在温度发生明显瞬变的情况下，石英传感器加速度计比陶瓷传感器加速度计具有更好的性能。陶瓷敏感元件容易受到热电效应的影响，从而使得当温度发生变化时产生错误的输出。这些输出通常以低频率漂移的形式出现。并且，当这些信号被集成到速度谱中显示出来时，会产生明显的“滑雪斜坡”效应。

⑤ 尺寸：在许多情况下，传感器的样式受到安装该传感器的机器上可用空间的约束。通常有两个参数决定了能够适用哪种传感器，即台面面积与间隙。其中，台面面积是传感器的机座所占用的面积，间隙是为了放置传感器和电缆而在机器表面上方所需的高度。例如，在顶部开口的传感器（图13-4-2）比在侧面开口的传感器（图13-4-3）需要更多的间隙。

方位：电缆的方位是另一个需要考虑的因素。环形、侧面开口的加速度计模型能够在360°方向安装，但是，对于某些空间非常紧凑的场合，即使这种灵活的朝向也难以安装。例如，可能没有足够的高度间隙容纳扳手来固定传感器。在这种情况下，水龙头转环式的加速度计（图13-4-4）就可以派上用场。

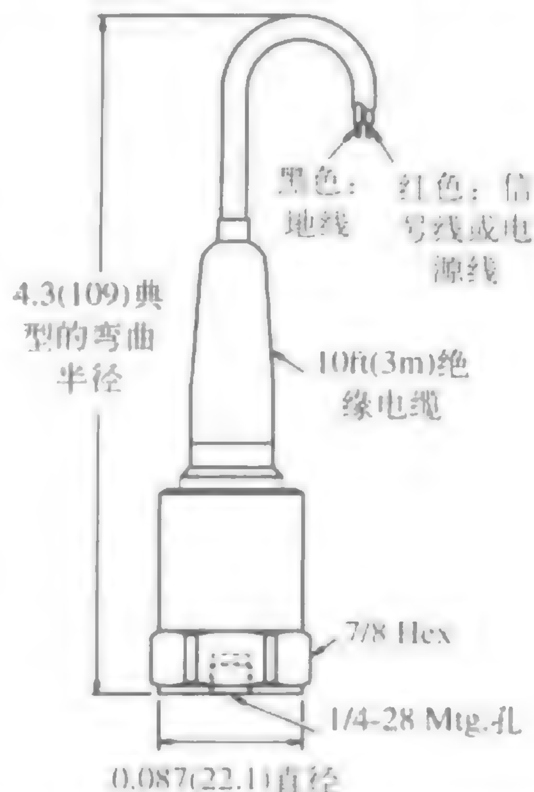


图13-4-2　“顶部开口”的加速度计（需要较多间隙）

⑥ 性能参数（精度、灵敏度公差和安全性）：性能参数是指传感器使用时的性能类型。大多数典型的预报式维护应用中，加速度计或者作为便携工具使用（如同便携式数据采集器一样），或者被永久地安装在某个特定的机器上。对于永久安装加速度计的应用情况，传感器通常放置在一个接线箱中，这时，可以利用便携式数据收集器进行测量，也可以将传感器的输出固定连接到一个在线监控系统。例如，4mA~20 mA输出传感器通常被固定地连接到现有的设备系统中（例如可编程逻辑控制器PLC）。

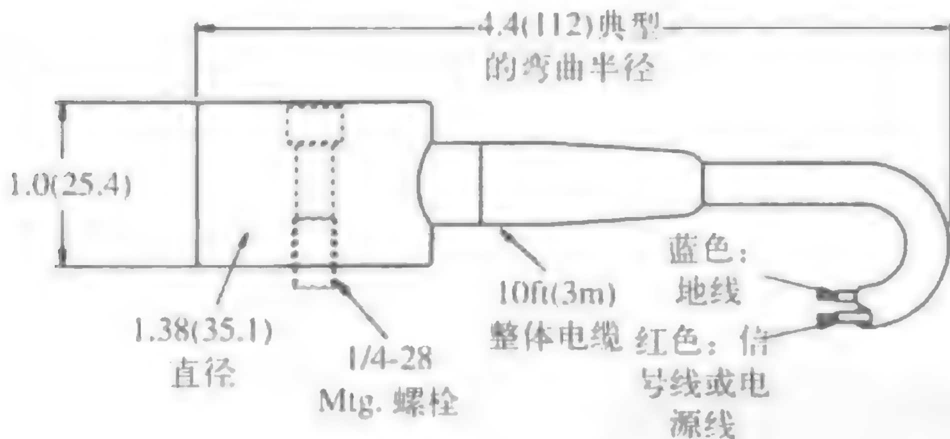


图13-4-3　“侧面开口”的加速度计（需要较少间隙）

灵敏度公差（绝对精度）：灵敏度公差就是指在发布的额定灵敏度规格范围内，加速度计的实际灵敏度可以浮动的最大偏移量。大多数加速度计厂商提供的灵敏度公差范围是±5%、±10%、±15%与±20%。这样，对于一个公差为±5%、额定灵敏度为100mV/g的传感器，它的实际灵敏度范围为



图13-4-4　“水龙头转环式”加速度计

95mV/g~105mV/g。如果其灵敏度公差为±20%，那么它的灵敏度范围就是80mV/g~120mV/g。如果额定的灵敏度被转换到实际的工程应用中的数据（例如被输入到数据采集设备中），那么宽的传感器公差将导致更低的精度。但是，如果使用了传感器所提供的实际校正值，那么在不同灵敏度公差下所读出来的数据是同样精确的。对于绝对精度要求高的应用（例如在验收检测中），应该使用更高灵敏度公差的传感器或使用带有实际校正系数的传感器。

低公差传感器通常只提供单点式校正功能，而不是完全校正功能。这种具有宽灵敏度公差的传感器有利于降低成本，从而使其价格更便宜。一般来说，这类传感器通常用于永久性安装、并且需要使用大量加速度计的应用场合。

校正时间间隔：由于石英所固有的稳定性，使得带有石英敏感元件的加速度计具有比陶瓷传感器更长的推荐校正时间间隔。对于陶瓷传感器，推荐的校正时间间隔为1年，而对于石英传感器，其推荐的时间间隔为5年。然而在实际应用中，很可能难以做到每年都将陶瓷传感器送回进行重新校正。实际上，只要传感器被永久地固定在机器上，并且没有发生严重的热瞬变，那么该传感器的灵敏度通常是比较稳定的。但是，如果经常在振动环境下（例如在移动使用模式并且带有磁性的环境下），或者经常在恶劣的热瞬变条件下工作，那么建议每年对传感器进行重新校正。石英传感器的一个优点就是，即使在高度振动与热瞬变环境下，它仍然具有长期的稳定性。图13-4-5给出了一个典型的校正证书样式。

安装、安全性与生产方面的考虑：机器上的监测位置常常因为存在覆盖物、安全性需要、空间限制或其他物理障碍物的影响而难以靠近。此外，这些监测位置也可能位于危险区域或只有有限的可接近性。在类似这样的情况下，应该选用可永久固定的加速度计，它们能提供一种快速、容易而又安全的方式来收集振动数据。

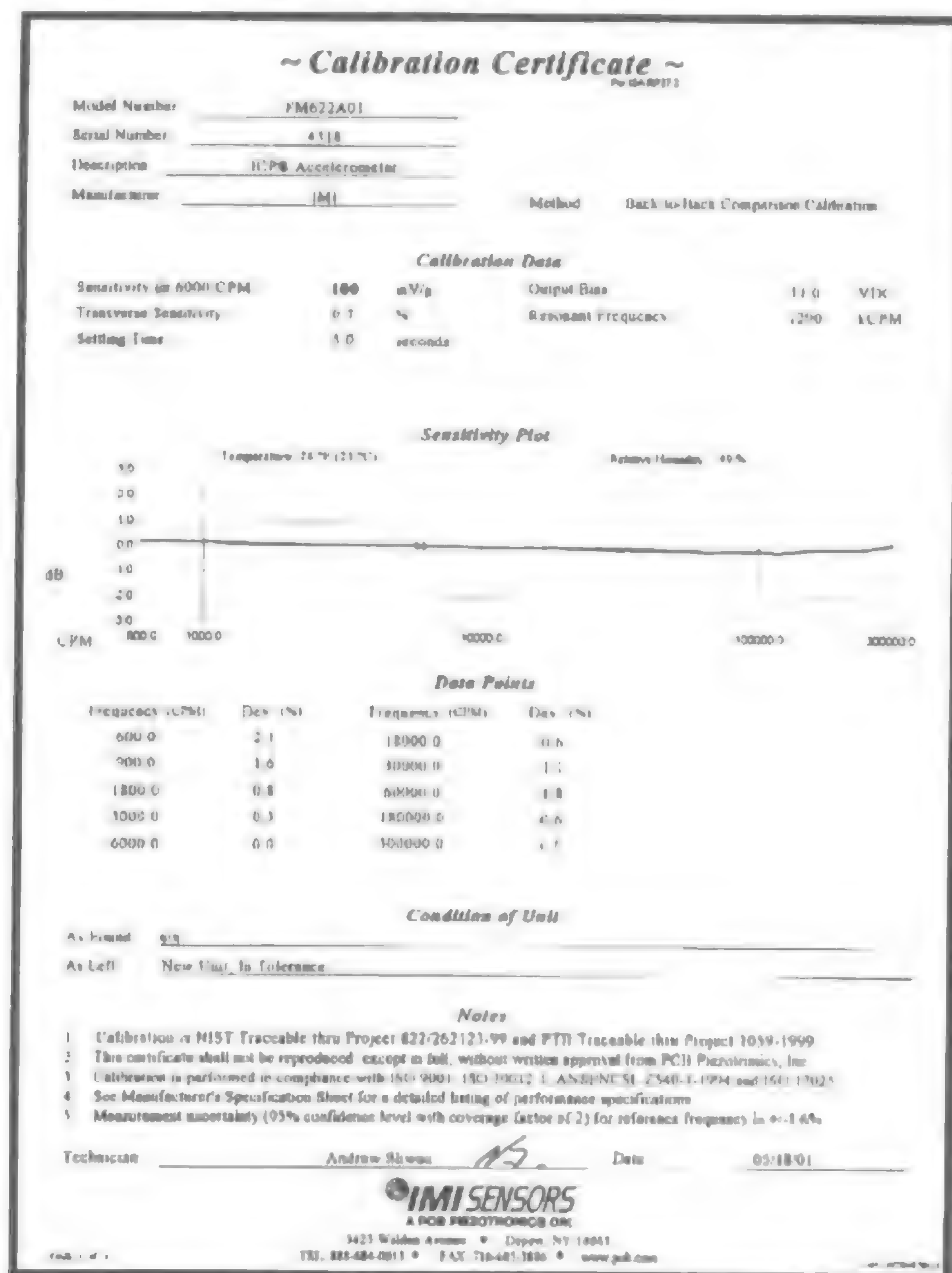
⑦ *电缆连接*：在大多数情况下，推荐使用带有连接器样式的加速度计，而不是使用具有整体电缆样式的加速度计。电缆很容易受到损伤，并且容易导致传感器出现问题。因此，替换一根电缆比替换整个加速度计或电缆的组合更为容易并且更加节省成本。必须注意到，电缆易于受到破坏，并且应该在安装时避免电缆受到损伤。同时，应该准备好备用电缆，这样做有利于改善故障诊断系统的性能，并且使测量系统一直维持正常工作，即使在现有电缆出现故障时仍然如此。

当密封性是主要的考虑因素时（例如在水下应用中），则推荐使用整体电缆样式。对于存在尖锐物体而可能会割断电缆的应用，推荐使用带有金属护套的电缆，例如，在机械加工中的切屑（即切割的碎屑）就有可能会破坏或割断电缆。如图13-4-6所示。

⑧ *本质安全或防爆*：当正确地安装了本质安全（Intrinsic Safety，I.S.）性的屏障或外壳时，许多传感器就可以在危险的环境下使用。这方面的一些认证管理机构包括加拿大标准协会（Canadian Standards Association）、CENELEC、美国工厂联合保险商协会（Factory Mutual）和矿山安全管理局（Mine Safety Administration）。

⑨ *安装方面的考虑*：有一些方法可以用来将振动传感器固定到机械上。这些方法包括双头螺栓固定、黏合剂固定和磁性固定。此外，对于非常难以接近的测量点

难以在其中物理地固定一个传感器的位置，或者对于需要判断应该将传感器安装在什么地方其振动最强的情况，使用探针通常很有用。



~ Calibration Certificate ~

Model Number　FM622A01
Serial Number　4318
Description　ICP® Accelerometer
Manufacturer　IMI　　Method　Back-to-Back Comparison Calibration

Calibration Data

Sensitivity @ 6000 CPM	100	mV/g	Output Bias	11.0	VDC
Transverse Sensitivity	0.7	%	Resonant Frequency	[illegible]	kCPM
Settling Time	3.0	seconds			

Sensitivity Plot

Data Points

Frequency (CPM)	Dev. (%)	Frequency (CPM)	Dev. (%)
600.0	2.1	18000.0	0.6
900.0	1.6	30000.0	[illegible]
1800.0	0.8	60000.0	1.8
3000.0	0.3	180000.0	[illegible]
6000.0	0.0	300000.0	[illegible]

Condition of Unit

As Found　n/a
As Left　New Unit, In Tolerance

Notes

1. Calibration is NIST Traceable thru Project 822/262121-99 and PTB Traceable thru Project 1059-1999
2. This certificate shall not be reproduced, except in full, without written approval from PCB Piezotronics, Inc.
3. Calibration is performed in compliance with ISO 9001, ISO 10012-1, ANSI/NCSL Z540-1-1994 and ISO 17025
4. See Manufacturer's Specification Sheet for a detailed listing of performance specifications
5. Measurement uncertainty (95% confidence level with coverage factor of 2) for reference frequency is +/-1.6%

Technician　Andrew Shwan　　Date　05/18/01

IMI SENSORS
A PCB PIEZOTRONICS DIV.
3425 Walden Avenue • Depew, NY 14043
TEL: 888-684-0011 • FAX: 716-685-3886 • www.pcb.com

图13-4-5　典型的加速度计校正证书



图13-4-6　带有金属护套的电缆

每种不同的安装方法都会影响振动传感器能够达到的频率响应，这是因为所安装的传感器或硬件的共振频率取决于其质量和刚性。图13-4-7说明了不同的安装技术对共振频率的影响。

为了获得最大的频率范围，双头螺栓固定技术是最佳的选择。所有振动传感器说明书和传感器校正信息中提供的频率响应数据，都是在鉴定试验时使用双头螺栓固定方式得到的。为了获得最好的结果，应该在机械的表面准备一个光滑平整的表

面，还应该准备具有适当大小的、垂直的螺纹孔。平面打孔工具可用来完成双口螺栓固定方式所需的表面“打孔”工作。此外，应该在表面涂上一薄层的硅脂或其他润滑剂，并且在安装传感器时应采用推荐使用的安装扭矩。在安装时，应该按照所有的安装建议进行，包括力矩。

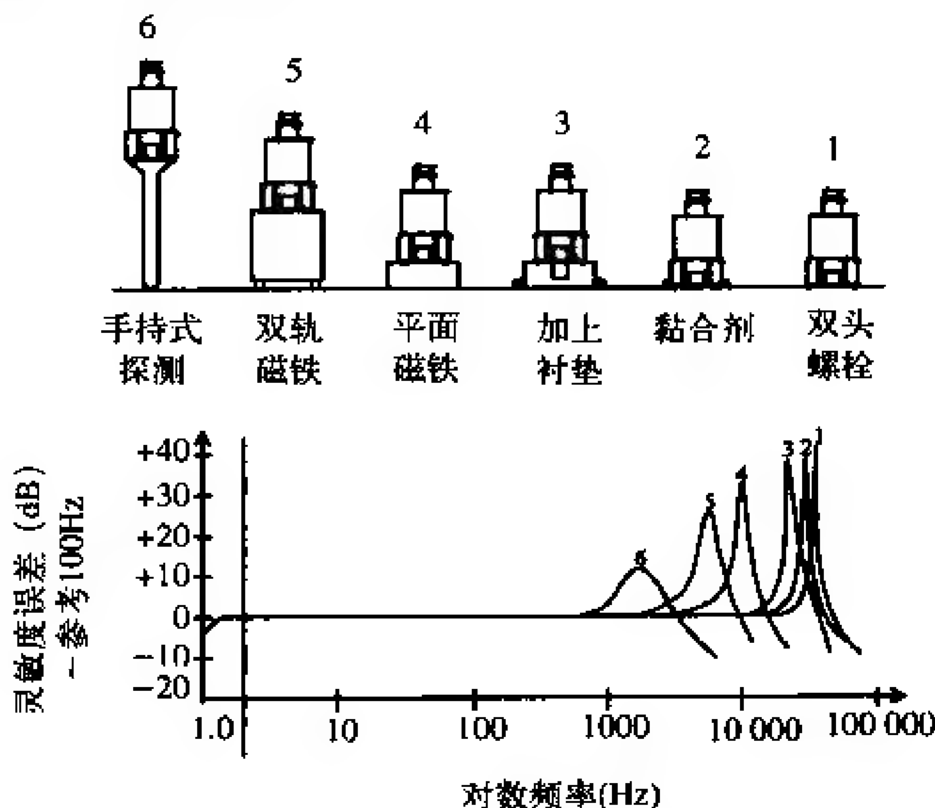


图13-4-7 不同安装技术对频率响应的影响

如果不能在机械上打孔，那么另一种比较好的选择就是采用黏合剂固定技术。这时，可以直接用黏合剂将传感器固定到机器上，或者用适当的螺纹孔将其固定到一个安装垫片上。

安装垫片可以黏合或焊接到机械表面某个特定的振动传感器安装点上。安装垫片能确保在进行定期测量时总是从相同的位置获取测量数据，从而使测量数据具有更精确和可重复性特点。其中，带有螺纹孔的安装垫片是为了给双头螺栓安装方式的传感器使用的，而没有螺纹孔的安装垫片主要是为了给磁性安装方式的传感器使用的。

对于永久性安装，采用安装垫片能有利于将传感器安装到机械上，而不必对将要安装的机械进行表面加工。同样，安装垫片可用来在没有铁的机械表面获得磁性吸引力。

对于基于特性测量点进行的振动测量和数据采集，使用磁性安装是最方便的，因为它能提供临时性的传感器安装固定。磁性安装传感器机座上包含有稀土磁体元素，用来获得更高的磁性吸引力，这有助于提高高频传输性，并且能确保对于大而重的传感器和在高振动条件下都有足够的吸引力。

轨道安装方式主要用于曲面安装，例如发动机外壳和管道。有凸边的外壳有助于拆除时进行咬合，对于小的高频传感器，可以使用六边形磁性机座设计方式，所有磁性安装机座都应该用有弹性的不锈钢生产。

注意：在安装采用磁性固定方式的传感器时，应该特别小心，需要把有磁体那一边与被安装的机械结构互相吸引，并且仔细转动传感器或磁体到垂直位置。不要使磁体与机械结构发生撞击，因为这样可能会产生较大冲击加速度。如果超出了其允许的范围，则可能会损坏传感器。

13.5　适用标准

ANSI S2.41, 1985 (R 1990), "Mechanical Vibrations of Machines with Operating Speeds from 10to200 Rev/s - Measurment and Evaluation of Vibration Severity in Situ" American National Standards Institute, NY.

ANS1标准可由美国声学协会获取，其通信地址是：Acoustical Society of America, Standards and Publications Fulfillment Center, P.O. Box 1020, Sewickley, PA 15143-9998.

API 670, 1986, Vibration, Axial Position, and Bearing Temperature Monitoring System, 2nd Ed., American Petroleum Institute, Washington, D.C.

API 678, 1981, Accelerometer-Based Vibration Monitoring System, API,Washington, D.C.

European Standard - EN 13980: Potentially Explosive Atmospheres, Application of Quality Systems.

ISO 7919, 1986, "Mechanical Vibrations of Non-Recipricating Machines - Measurements on Rotating Shafts and Evaluation," International Standards Organization, Geneva, Switzerland.

ISO 2372, 1974, "Mechanical Vibrations of Machines with Operating Speeds from 10 to 200 RPM - Basis for specifying Evaluation Standards," International Standards Organization, Geneva Switzerland.

可以从以下通信地址获取ISO标准：Director of Publications, American National Standards Institute, NY, NY 10005-3993.

Open Standards for Operations and Maintenance. Mimosa - 4259 Niagara Ave., San Diego, California 92107.

13.6　最新进展和未来展望

传感器电子数据表（Transducer Electronic Data Sheet，TEDS）允许操作人员从传感器中获取所存储的数据。这些数据包括传感器编号（用于质量保证和产品跟踪）、校正信息、生产日期、生产厂商名称和安装日期，以及安装在哪个工厂的哪台机器上的什么位置。

无线传感器：工业应用中，对实现无线技术的传感器具有强烈的需求。当然，除非价格因素以及无线系统的整体性能会比有线系统更强，并且无线传感器系统的

供电问题能得到解决，否则无线传感器技术将只能用于特殊的应用场合。

13.7 传感器制造商

Endevco
GE Bently Nevada
IMI Sensors, a Division of PCB Piezotronics, Inc.
Kaman Instrumentation
Kistler Instruments
Metrix
Monitran
PCB Piezotronics, Inc.
Vibrometer
Wilcoxon Research

参考文献与资源

1. Baxter, Nelson L. Machinery Vibration Analysis III, Vibration Institute, Willowbrook, IL (1995).
2. Crawford, A. R. and Crawford, S., *The Simplified Handbook of Vibration Analysis*, Volume One, Computational Systems, Inc. (1992).
3. Eisenmann, Sr. R.C. and Eisenmann, Jr. R.C., Machinery Malfunction Diagnosis and Correction, Prentice Hall PRT (1998).
4. Eshleman, Ronald L., Basic Machinery Vibrations: An Introduction to Machine Testing, Analysis, and Monitoring, VIPress, Incorporated, 1999.
5. Harris, Cyril M., *Shock and Vibration Handbook*, McGraw-Hill, Inc. ISBN 0-07-026801-0.
6. Maedel, PH., Jr., "Vibration Standards and Test Codes," Shock and Vibration Handbook, 4th Edition, C.M. Harris, ed, McGraw-Hill, NY (1996).
7. Taylor, James I., *The Vibration Handbook*, Vibration Consultants, Inc., Tampa, FL (1994).
8. Wowk, Victor - Machinery Vibration, Measurements and Analysis. McGraw-Hill, New York, 1990.

CMVA/ACVM (*Canadian Machinery Vibration Association*)
Suite 877, 105-150 Crowfoot Crescent NW
Calgary, AB T3G3T2
Ph: (403) 208-9618 Fax: (403) 208-9619 Web: www.cmva.com
MFPT (*Machinery Failure Prevention Technology*)
1877 Rosser Lane
Winchester, VA 22601
Ph: (540) 678-8678 Fax: (540) 678-8799 Web: www.mfpt.org

Vibration Institute
6262 S. Kingery Highway
Suite 212
Willowbrook, IL 60527
Ph: (630) 654-2254 Fax: (630) 654-2271 Web: www.vibeinst.org
Trade Magazines:

商业杂志

Intech	www.isa.org
Maintenance Technology	www.mt-online.com
Reliability Magazine	www.reliability-magazine.com
Sensors	www.sensorsmag.com
Sound & Vibration	www.sandv.com
Turbomachinery International	www.turbomachinerymag.com
Vibrations	www.vibeinst.org

公司

GE Bently website	www.bently.com
Kaman Instrumentation website	www.kamaninstrumentation.com
PCB Piezotronics, Inc. website	www.pcb.com
IMI Sensors website	www.imi-sensors.com

第14章　光学和辐射传感器

Thomas Kenny博士 斯坦福大学机械工程系

本章将要介绍用于检测光和近红外光的基本传感器类型。

14.1　光传感器

光检测是包括电子器件、植物和动物在内的万事万物的一种基本需要。对于动物来说，它们的光检测系统是非常专业的，并且接近热力学检测的极限。器件研究人员已经从事光检测技术研究工作很多年，并且开发出了一大批高性能的器件。

军事是光检测研究的主要推动者。用于光检测的各种器件是军事技术的重要基础，而成熟又广泛使用的廉价光传感器就是美国国防部长年投资研究光检测技术的直接结果。

光是一种量子机械运动现象。它由离散的原子（称为光子）组成。记光的波长为λ，速度为$c=3\times10^8$m/s，那么光的频率 $\omega=\frac{2\pi c}{\lambda}$，能量 $E=\frac{hc}{\lambda}$ （其中$h=6.67\times10^{-34}$J/s），动量 $P=\frac{h}{\lambda}$。这其中，最重要的是记住能量和波长的关系。任何情况下，光子的能量决定了检测方法。

光检测可以分解为两大类。第一类是所谓的量子检测器，它能将接收到的辐射直接转换为半导体器件中的电子，然后利用电路处理得到的电流。第二类是所谓的热检测器，它只是简单地吸收能量，并利用温度计检测温度的变化。

14.1.1　量子检测器

由于量子检测器检测光辐射的性能最佳，下面就首先介绍它们。

在所有的量子监测器中，光子能量结构每吸收一个光子就释放一个电子。这个过程极为复杂，因此这里就不详细介绍了。最重要的是认识到半导体的电子只能处于特定能级的特性。如果检测辐射的器件的电子无法接收入射光子的能量，那么它就无法吸收光子，于是就没有信号。

另一方面，如果半导体中的电子可以接受光子携带的能量，那么它就能吸收该光子。光子一旦被吸收，电子就会脱离器件，继而形成电场（由于受到电压的缘故）等其他效应。很多这类器件都具有复杂的“带通结构”，它们的能量会随电子位置的变化而改变。比如PN型二极管就具有这种“带通结构”。在二极管中，PN结会产生

一定的能量阶梯，这导致电流沿特定方向容易流动，而沿相反方向则急剧减小。

光敏二极管是一种简单的二极管，它通常被偏置在其电流难以流动的方向（即"反向偏置"），因此流过的电流很小。如果光敏二极管吸收一个光子并且释放一个电子，那么只要这些电子具有足够的能量就可以越过能量势垒。据此可知，光敏二极管只有在吸收的光子的能量超过穿越PN结所需能量时才会产生电流。正因为这种效应，使得PN型光敏二极管具有一个所谓的截止波长——只有波长小于该波长值的光子才能使光敏二极管产生电流并被检测得到，当光子的波长比截止值大时并不会产生电流，因而无法被检测到。

光敏二极管反向偏置后有两种工作模式：光置电压模式和光导电模式。如图14-1-1所示，在光置电压模式下，二极管与预放大器的虚地相接，当它接收到光子后就会产生电压，该电压又被预放大器放大。该方法的主要特点是，二极管上没有直流偏置，因此二极管上也没有因热电流导致的漏电流。但是，由于产生的电荷必须对二极管的寄生电容充电，这会导致RC延迟，因此该电路的响应速度较慢。

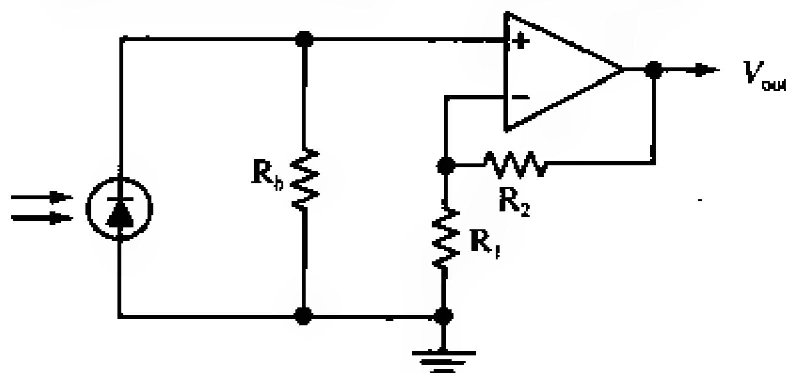


图14-1-1 光敏二极管接成光置电压模式

在光导电模式下，二极管也处于反向偏置态，流过二极管的电流会产生电压（由电阻产生），进而被放大。图14-1-2是光导电模式的检测电路。该方法的主要优点是偏置电压会减小二极管的等效电容（通过加宽耗尽区），从而具有更快的响应速度。遗憾的是，由于该直流偏置会引起一定的漏电流，因此难以检测极小电流的信号。

除了可以利用二极管实现光检测，还可以利用晶体管实现。此时，"光电流"会被存放在双极型晶体管的基极。当施加集电极—发射极偏置时（对于NPN管而言），光子产生的电流就会从基极流向发射极，并引起更大的电流从集电极流向发射极。对于普通的晶体管来说，CE极电流通常是光电流的10~100倍，因此光敏晶体管比光敏二极管更灵敏。

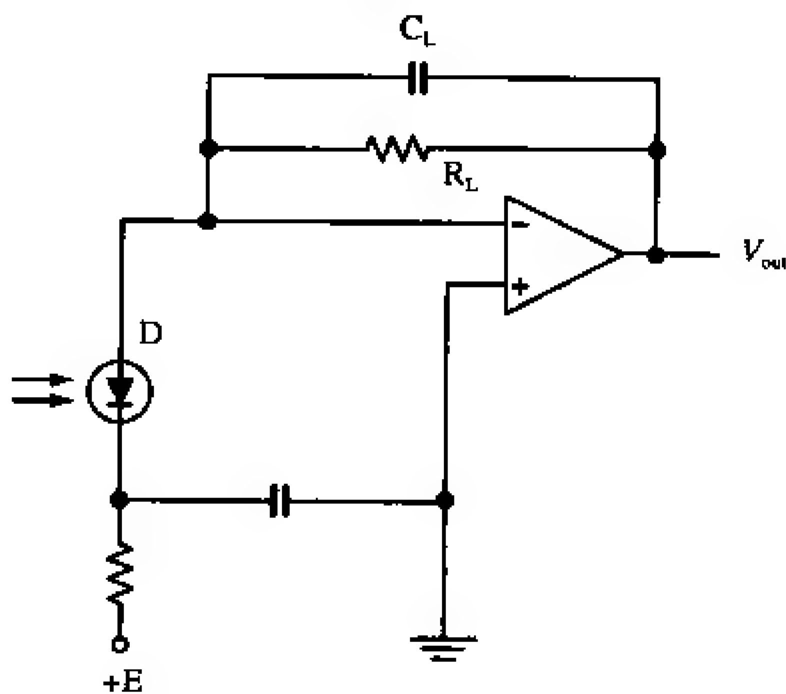


图14-1-2 光导电型工作模式

光敏二极管和光敏晶体管应用十分广泛。大多数半导体器件制造商都生产光敏二极管和光敏晶体管，因此共有近100家供应商。有10多家是专门生产光传感器的。因此，可以以极低的价格购买到高性能的光敏二极管和光敏晶体管。

这些器件还根据特殊应用配有各式封装。例如，常用的成对安装的发光二极管和光检测器来检测物体的移动，当有物体穿过它们之间时就会隔断光线。由这种发射—检测对管组成光断续器（opto-interruptor）具有很多种形式。接近检测器（proximity detector）可以并排地检测有无反射物，当有反射物时，它的反射光就会被检测器接收。

光检测—发射对管的另一种应用是测量电机的转动速率。此时，在电机的定子上安装有一个带有很多缝隙的碟型物。检测—发射器对管就安装在这些缝隙中，于是能够检测到一种振荡信号——通过对信号的尖峰计数就可以数出转子的位置。这就是所谓的光学编码器，或者称作增量编码器，它被广泛应用于各类电机，具体参见图14-1-3。

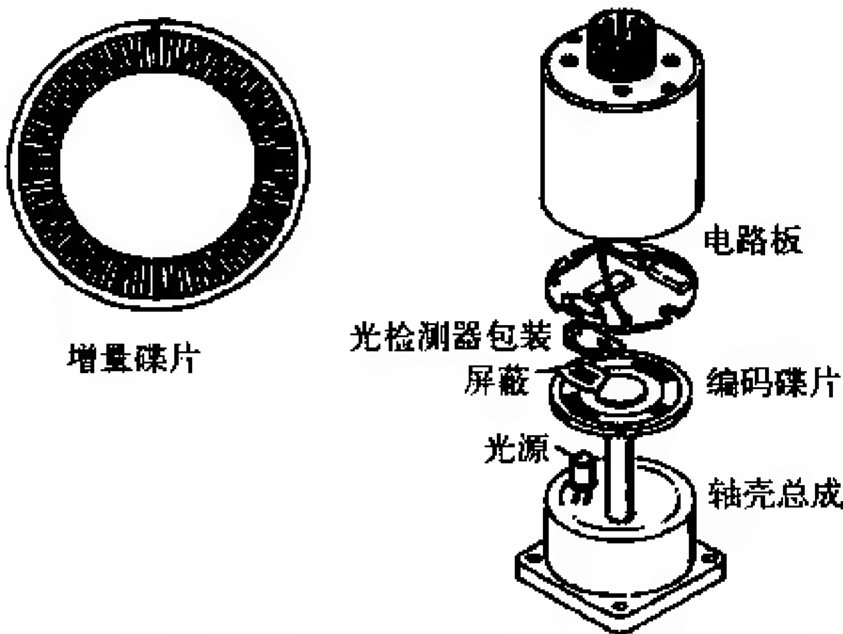


图14-1-3 增量编码器（摘自BEI技术有限公司）

大多数光敏晶体管和光敏二极管都在近红外处有一个敏感度尖峰（如图14-1-4所示）。该敏感度尖峰出现在截止波长附近（约为1μm）并且延伸至波长更短的区域。敏感度尖峰的位置取决于硅片的“带隙”能量，这很难调整。

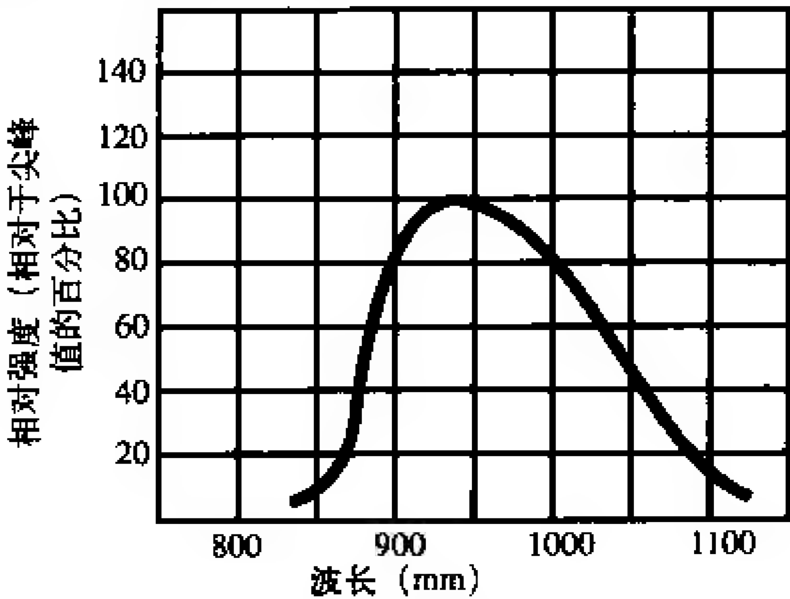


图14-1-4 光敏二极管的典型光谱响应

光敏传感器可以由表14-1-1所示的具有不同带隙电压的电子材料制成。这些材料中，硅的应用最为广泛，并且用InSb材料制成的检测器的成本非常高。

表14-1-1 部分半导体材料的带隙

材 料	带隙（eV）
ZnS	3.6
CdS	2.41
CdSe	1.8
CdTe	1.5
Si	1.12
Ge	0.67
PbS	0.37
InAs	0.35
Te	0.33
PbTe	0.3
PbSe	0.27
InSb	0.18

另一个需要牢记在心的是，当选择光传感器时，器件中除了有光生载流子（photocarrier）外，还会产生热生载流子（thermally generated carrier）。热效应产生的能量的散布与器件的热力学特性以及温度有关。正由于这种关系，温度的上升又引起热生载流子数量的增加。相反地，减小室温下器件的带隙，也会引起热生载流子的增加。硅片型检测器在室温下工作良好，但是在超过100℃时开始产生大量的"暗电流"。由非硅材料制成的检测器的截止波长都比较大，但是这需要将它们冷却到室温以下。

通常，检测器的最大工作温度与截断能量呈近似线性关系。当选择截断能量为硅的1/5倍的材料（如InSb）时，必须将器件冷却到硅器件工作温度的1/5（比如最好将InSb冷却到77K）。截断能量和工作温度的折中给大波长器件的工作带来了一些成本问题。

如果冷却是可以接受的，那么就有大量具有"工业化的带隙电压"的材料和器件可供选择。截止波长约为10μm～20μm的器件的突出特点直接导致国防部用其制成了用于夜视系统的红外检测器。在该温度下，物体在室温下的红外光谱的尖峰将被消除，于是利用在该温度下灵敏的器件就可以实现明显的热学检测如图14-1-5所示。

红外源的温度与黑体（blackbody）光谱的尖峰波长之间存在简单的关系。

$$\lambda_m = \frac{2\ 898}{T}$$

其中，波长的单位是μm，温度的单位是K。因此，在室温下最大波长约为10μm

在研究最多的材料中，显然水银镉碲化物（MCT）的性能最好。通过计算可知，该材料的截止波长为10μm~20μm，可为红外检测提供极佳的性能。特别地，它还具有较低的暗电流、高吸收性以及低载流子散射特性。遗憾的是，这种材料价格昂贵且难以制造。对于任何含有水银的材料来说，其生产过程可能会严重污染环境，并且这种基本材料与电子不相容。为此，可以在用于读出和信号处理的硅片上进行"撞击焊接"（bump-bonded）。此外，它只能在低于77K的温度下工作，这决定了其工作条件。目前，基于MCT检测器阵列的商用图像处理系统的造价大约为10万美元。

大多数军事应用（如弹道导弹、飞机成像系统及卫星系统等）都能承受这种高造价和复杂度，但是商用和民用系统通常都受到成本约束。因此，近来的研究热点主要集中在生产和允许成本都比较低的其他材料上。

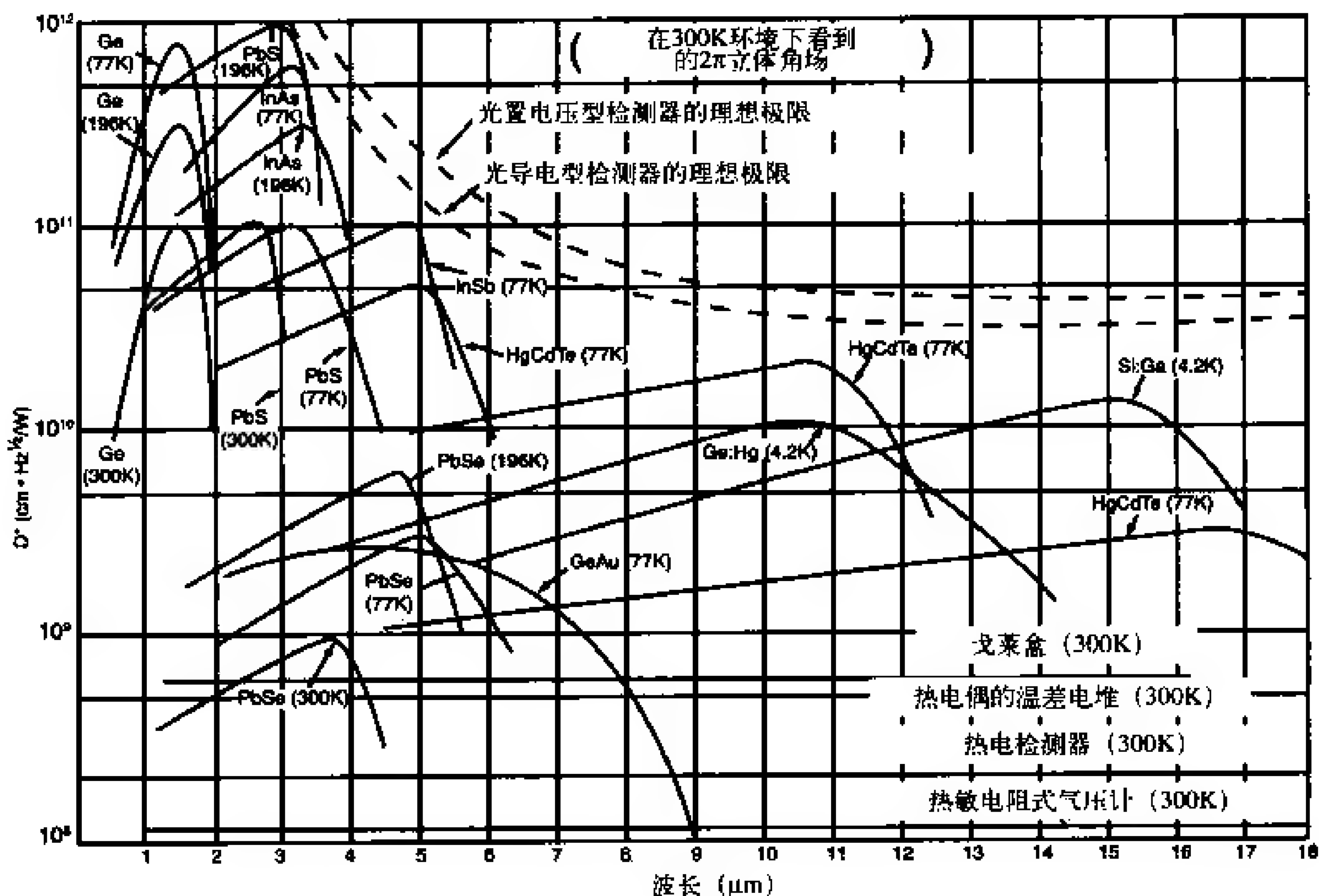


图14-1-5 红外检测器的典型光谱响应（摘自Electro Optical Industries公司）

InSb在10μm~20μm端的灵敏度不高，但是它比MCT容易制造得多并且和电子相容，可以在100K左右的温度下工作。目前，研究所和工业界正在进行有关在更高温度工作的研究。

总之，截止波长和工作温度的关系是十分严格。在材料研究方面花费了几十亿美元后，MCT的工作温度略有提高。而InSb或者其他材料可以在更大的温度变化范围内工作的希望也很渺茫。

但是，其他类型的光学检测器和热检测器则有希望解决上述问题。

14.1.2 热检测器

热检测器是通过吸收红外辐射，并利用温度计测量检测器温度的变化而工作的。通常，热检测器的性能受到灵敏度和温度计热容量大小的限制。

热红外检测器的一个重要优点是，它所吸收的辐射的波长对检测器的响应没有影响。吸收的任何能量都会使得检测器做出反应。因此，就有可能在室温下用热红外检测器检测来自室温下黑体的辐射。

然而必须注意，如果条件允许使用量子检测器，那么量子检测器会比热检测器的性能好数倍。热检测器只适合无法使用量子检测器的场合。

由于温度计和红外检测器安装在一起，因此它会通过热传导材料连到参考温度源。这种有限的传导性对系统行为产生动态约束，下面将对此展开分析。

假设有一个热敏电阻构成的温度计，它的温度系数为

$$\alpha=\frac{1}{R}\cdot\frac{\Delta R}{\Delta T}$$

该电路中装有热敏电阻Rt以及一个阻值为R_L的负载电阻，其中负载电阻上有直流偏置电压V_{in}，具体参见图14-1-6。

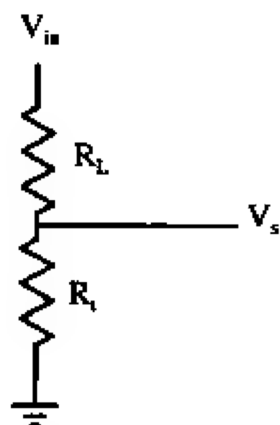


图14-1-6 分压器

对于所有的分压器来说，有

$$V_{out}=V_{in}\frac{R_t}{R_L+R_t}$$

$$V_{out}\approx V_{in}\frac{R_t}{R_L}\ （当R_L>R_t时）$$

于是可以得到该系统的灵敏度为

$$灵敏度=\frac{\Delta V_{out}}{\Delta T}=V_{in}\frac{\alpha R_t}{R_L}$$

然而，我们还必须考虑系统的热学特性。此时，可以将温度计建模为一个通过有限热传导性与被测物相连的热容量有限的连接。红外能量可以累积到温度计上，导致温度计的温度发生振荡。该热学情况可以建模为一个热学电路，具体参见图14-1-7。

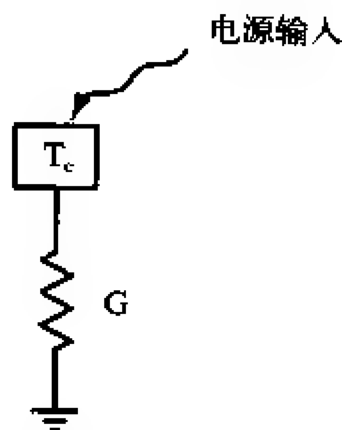


图14-1-7 热电路

通过能量平衡，能量放大倍数就等于温度计上的能量变化量。

$$P_{in}-G(T_c-T_O)=C\frac{\Delta T}{\Delta t}$$

现在，我们假设功率和温度计的温度发生振荡

$$P_{in}=P_{in1}+P_{in2}e^{i\omega t}$$
$$T_c=T_{c1}+T_{c2}e^{i\omega t}$$

将上述表达式带入能量平衡方程，得

$$P_{in1}+P_{in2}e^{i\omega t}-G(T_{c1}+T_{c2}e^{i\omega t}-T_O)=\mathrm{I}\omega CT_{c2}e^{i\omega t}$$

可以将上式中的常数和振荡部分分离，于是有

$$P_{in1}-G(T_{c1}-T_O)=0$$
$$P_{in2}-G(T_{c2})=\mathrm{I}\omega CT_{c2}$$

化简后可得

$$T_{c1}=T_O+\frac{P_{in1}}{G}$$

$$T_{c2}=\frac{P_{in2}}{i\omega C+G}$$

因此，器件的灵敏度随吸收红外光的功率的关系为

$$灵敏度=\frac{\Delta V}{\Delta P}=\frac{\Delta V}{\Delta T}\cdot\frac{\Delta T}{\Delta P}=V_{in}\frac{\alpha R_t}{R_L}\frac{1}{i\omega C+G}$$

为提高灵敏度，选择温度系数大、热容量小的温度计极为重要。从上面的表达式可以看出，检测器的响应是单极点响应，也就是说它在截止频率以下的频率段与频率无关，并且在截止频率以上按照$1/f$衰减。其响应和电子低通滤波器完全相同。

基于该检测理论的红外检测器很多。事实上，几乎所有制造良好的温度计都是理想的红外检测器。

14.1.3 光敏晶体管的应用实例

光敏晶体管是一种可将入射光子转换为电子的双极型晶体管器件。对于任何光敏晶体管而言，其基极电流都可以引起更大的集电极—发射级电流，进而可被一定的电路检测到。最简单的检测电流的方法是利用电阻将其转换为电压信号，如图14-1-8所示。

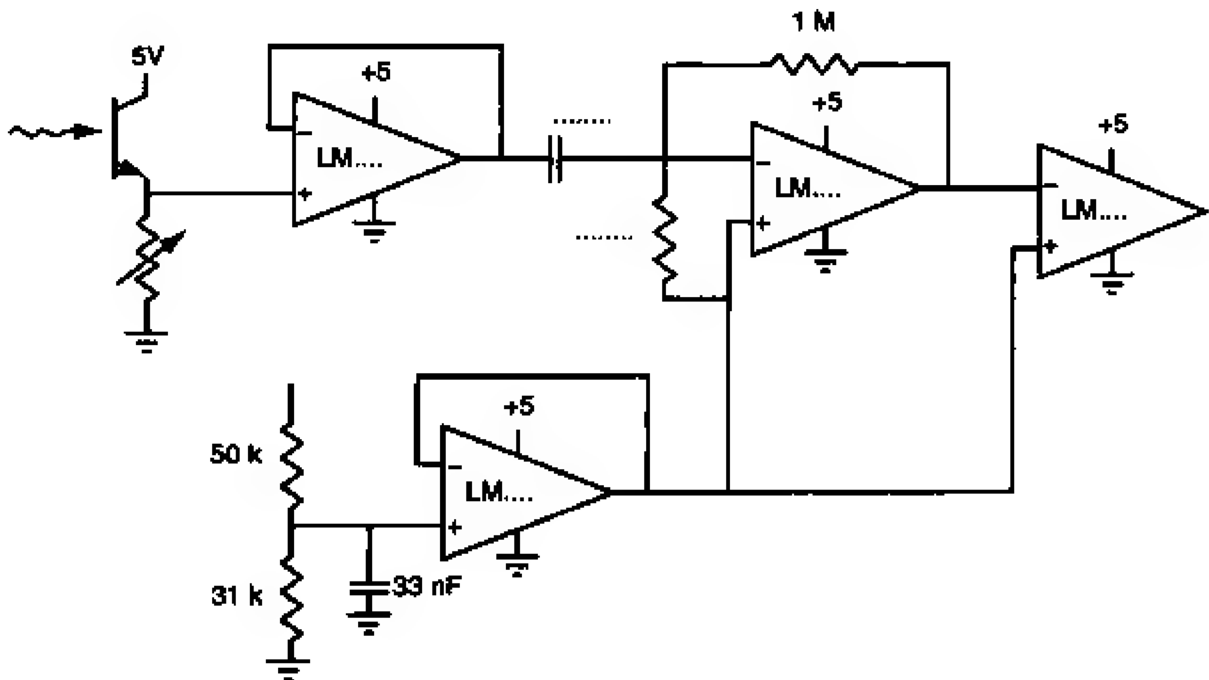


图14-1-8 光敏晶体管电路

这里，利用一个振荡电路来驱动一个发光二极管，从而产生1kHz的振荡光。在LED对面放置一个光电晶体管，用来检测入射光的振荡。接收电路通过下拉电阻将电流转换为电压，信号再经过缓冲、高通滤波后，又经过比较器转换成方波。本电路只是这类电路的一种，可以看作是典型电路。

电路入口处的信号将受到振荡以及背景信号（直流以及60Hz成分）的影响。利用一些滤波器可以减小“噪声”器件的灵敏度但又能保证对1kHz信号的灵敏度。

电路前端的可变电阻的取值范围很大，但是必须确保流过光敏晶体管CE极的电流不超过饱和电流

$$I_{sat}=\frac{V_{bias}-0.6V}{R_{pd}}$$

其中，V_{bias}是CE极之间的总电压，R_{pd}是下拉电阻。如果背景很干净，那么流过器件的电流将非常接近于饱和值，而任何额外的光照都不会产生额外的电信号。

根据背景光的大小不同，可能使检测器饱和，从而减小它对信号的灵敏度。这里可以采用一个可调电阻来调节检测器的偏置电流，从而保证最佳的性能。

还可以将这种检测器做成并排的发射极检测器对管形式，这样仅当检测器附近有反射物时才会有信号。根据偏置和背景光的大小，该检测器可以检测1cm左右的物体。

14.2 热红外检测器

近年来，美国国防部在检测技术方面投入了大量的研发资金，期望在非冷却平台上实现长波检测。该项目的另一个成果是已经掌握了与稠密阵列形式检测器兼容的技术。在对非冷却式检测器的投资下，Honeywell公司已生产出一种奇特的器件。

这些检测器都是基于简单热学设计（阻性温度计）。该器件的创新点是它完美地结合了微型制造技术、温度计技术以及电子集成技术。

图14-2-1给出了微型辐射热测定器的草图。其基本原理是利用硅片微型制造技术（该技术也用于加速度计制造）来制成具有极小热容量的隔热结构。正如我们在温度计部分看到的，通过减小热容量可以提高热红外检测器的性能。

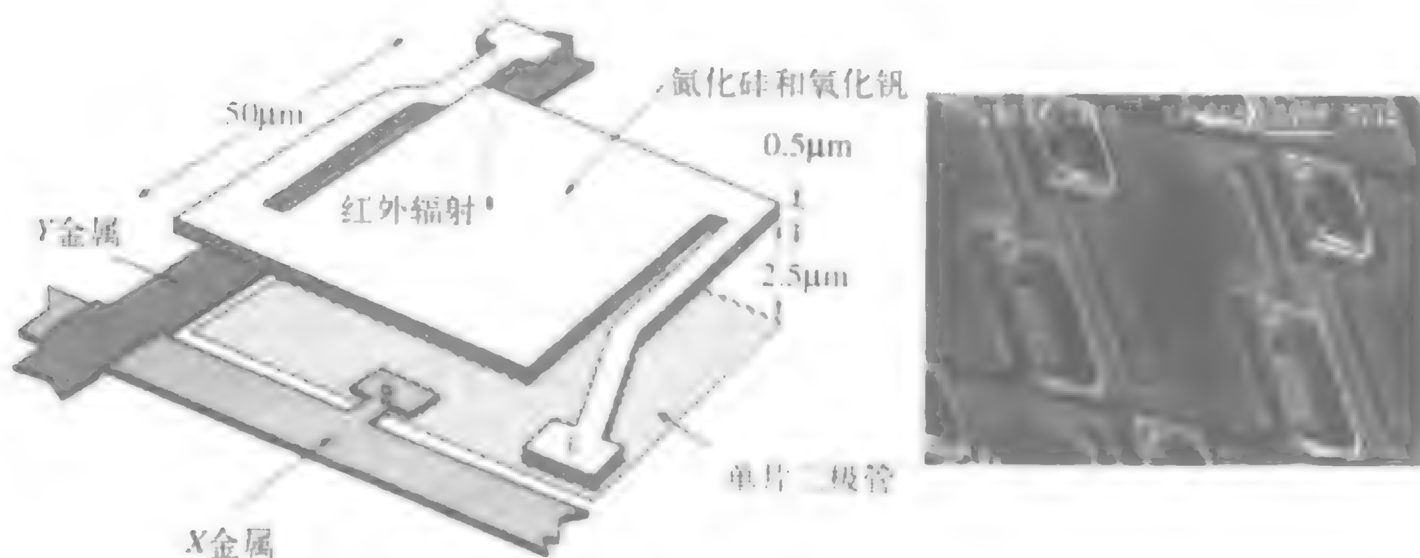


图14-2-1　微型辐射热测定器（引自Infrared Solutions，www.infraredsolutions.com）

最终的器件中，在硅基片上浮动着一个尺寸为50μm × 50μm × 0.5μm的氮化硅薄片。该薄片由一对脚支撑，并且由具有高品质热温度系数的阻性材料覆盖。薄片下面有一个三极管，它通过简单的行列寻址方式与电流测量电路连接。该器件产生的电流将由X和Y金属引线流向位于器件四周的处理电路。

通过对器件的大量研究，开发出一种在三极管上面沉积氮化物的技术，这极大地提高了器件的产量，并且制成了沉积金属膜型温度计。该电阻由氧化钒制成，其TCR在室温下约为1%。氧化钒高于室温的条件下会出现相位传递，这会引起电阻阻值的变化，因此为了获得最好的灵敏度，应当确保该器件在室温下工作。

掌握该项技术后，Honeywell公司又制成了稠密阵列（200 × 200），并且继续优化器件的性能。近两年来，该公司又研发出完整的视频系统。其基本技术已经申请

了专利，并且已被数家红外成像系统制造商购买。

该器件不如MCT成像仪好，但是它可以在室温下工作，并且还能进一步降低成本。

近年来，有关低成本非冷却型红外检测器的另一项重要技术是热电塑料材料。压电和热电现象都是由于温度变化引起热扩散而出现的现象，它们（通过压电效应）都会产生明显的电荷（见图14-2-2）。

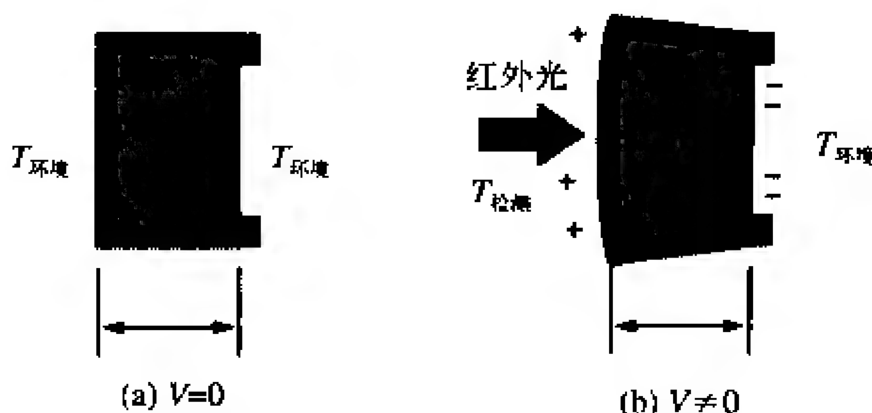


图14-2-2 热点效应

由特殊压电材料制成的红外检测器已经使用了很多年。其中性能最好的材料是氘化硫酸三甘肽（DTGS）。这种材料极贵，但是具有极佳的热电系数，因此常用于实验室光谱仪以及预警检测系统中的红外检测。

还有很多其他的热电材料也可以使用——通常具有压电特性的材料也有热电效应。很多应用都要求高性能（比如实验室分光术），这些应用通常都采用最好的材料。

另一方面，有些应用又不需要性能最佳的检测器。在这类应用中，PVDF膜是最合适的选择，这主要是由于其成本极低的缘故。红外运动检测器是低性能应用的一个很好的例子。如今，在后院照明系统或者开门系统中都用它们来检测可发射红外光的物体的移动。如果你挥挥手，那么红外检测器将发现成像系统中部分像素的红外信号会发生变化。该系统只需要阵列检测器和某种聚焦镜。如果没有聚焦镜，挥手时并不能产生足够的照度变化——从而无法引起变化的信号。请记住，热电检测器并不能检测热量的大小，而只能检测热量的变化。

PVDF检测器阵列通常被封装在低成本的光学设备中，这种设备采用由特富龙材料制成的棱镜来聚光。特富龙材料的棱镜价格低，并且其红外光传递能力完全满足要求。

运动检测系统中使用带有表面纹理的特富龙棱镜，它有一些圆形的凸起。这些凸起就是聚光棱镜，并能把检测到的部分光传向检测器。当一个发热的物体在检测器前移过时，辐射光就会被聚焦在检测器处，从而可以产生一个瞬态信号。

典型的运动检测器可以设定检测阈值，该阈值往往由一个阈值设定电路决定，该电路的输出电压决定了当前的检测阈值。通常，可以将其设定成一个光照检测区间。

现在市场上有很多这类产品，并且价格很低。最近低品质、廉价的红外传感器的性能已显著提高，并且出现了一系列可用于成像系统的器件。

第15章　位置和运动传感器

Adolfo Cano Muñoz 产品部经理 Honeywell Sensing and Control公司

15.1　接触式和非接触式位置传感器

15.1.1　概述

位置传感器在我们的日常生活中扮演着日益重要的角色。在我们的家庭、汽车以及工作中，它们均随处可见。随着测量技术的进步，定位器件的体积变得越来越小，性能变得越来越好，而价格却变得越来越便宜，这使其具有了比以往任何时候都更广泛的应用。

顾名思义，位置传感器测量的是位置反馈信号。通过判断目标是否存在或者检测目标的运动、速度、方向或距离，位置传感器可以实现精密的运动控制以及编码和计数功能。位置传感器对目标对象（人、物体、磁场或电场扰动）进行检测，并将物理参数转换为反映对象位置的电气输出信号。

可以采用多种方式来测量目标的位置。其中，有些方式必须与被测对象进行接触，如限位开关和电位计。它们被称为接触式位置传感器。当允许与目标进行接触时，接触式位置传感器往往是最简单同时也是成本最低的解决方案。

传感器制造商采用多种方法和技术来开发非接触式位置传感器。非接触式位置传感器与目标对象之间不存在物理接触，因此不会因为反复接触而磨损。本章并不试图讲解所有可能的位置测量技术，而是描述最常用的技术以及在特定应用中某种技术比其他技术更为有效的原因。

15.1.2　位置传感器的类型

每种常用的位置测量技术都有其自身的优势和局限性。显然，在不同的应用中，有些技术具有比其他技术更好的适应性。本文讨论的目标是针对特定应用和环境中重要的性能参数，找到性价比最高的解决方案，其中涉及的位置传感器类型包括以下几项。

- 接触式位置传感器。
- 限位开关。
- 电阻式位置传感器。
- 非接触式位置传感器。
- 磁性传感器，包括霍尔效应传感器和磁阻传感器。

- 超声传感器。
- 接近传感器。
- 光电传感器。

15.1.3 限位开关

限位开关是机电接触式器件。它非常便于理解和使用，是一种检测可接触对象的高性价比开关。限位开关具有较高的坚固性和可靠性，而且具备多种尺寸和不同的密封、外壳、致动器、电路和电气等级。

限位开关包含有一组触片。如图15-1-1所示，当传送带上的目标对象与限位开关的致动器接触时，限位开关便发生动作。

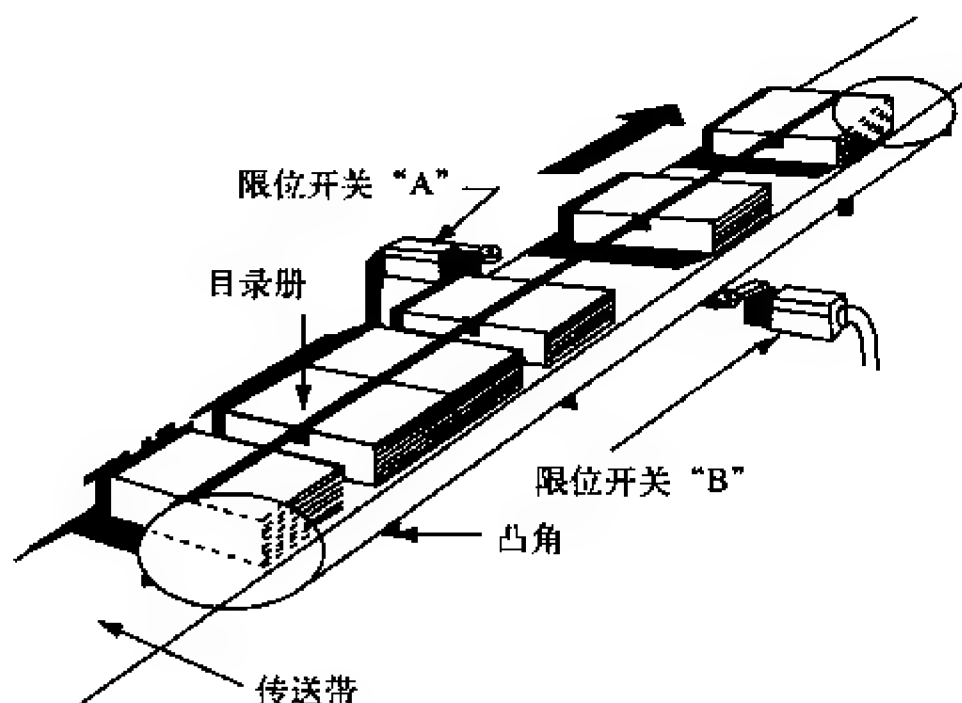


图15-1-1 传送带上的限位开关

即使是在最恶劣的环境下，限位开关也能可靠地运行好几年。限位开关适合于以下应用场合。

- 材料处理。
- 酿酒厂。
- 包装机。
- 木材制品。
- 特殊机械。
- 垃圾粉碎机或卡车。
- 阀门。
- 铸造设备。

限位开关存在一种防爆型产品，它可以在散发热气的场合工作，并能够对热气进行冷却（否则可能在开关外围引起爆炸）。其相应的应用场合如下。

- 石油厂。

- 化学厂。
- 废物处理设施。
- 发电站。
- 危险材料的处理。
- 粮食存储或处理。
- 深海油井平台。

1. 限位开关的选型与说明

限位开关可以具有多种不同的致动器，如活塞、旋转式杠杆和“摇杆”。其中摇杆是一种柔性的弹簧状杠杆，它可在除直拉以外的任何运动中工作。

图15-1-2给出了旋转致动的特征测量方法，而图15-1-3中限位开关使用的是内嵌活塞。

旋转致动式限位开关的特征是旋转角度。恶劣环境下封闭式开关的工作特征尺度通常是某个极端位置上可调杠杆的线性尺度。

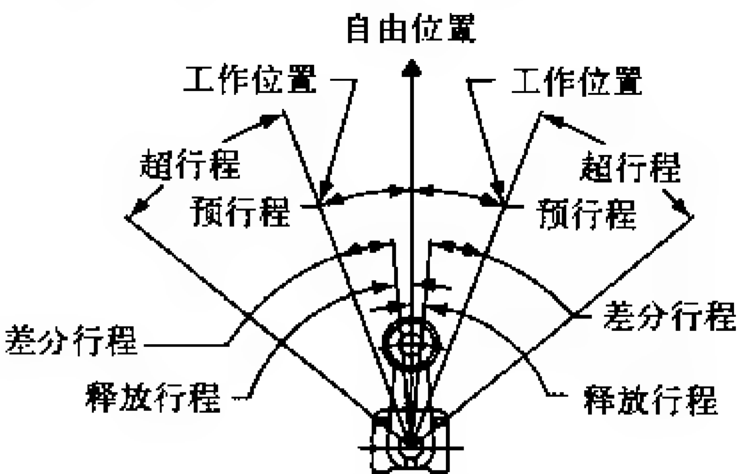


图15-1-2 旋转致动式限位开关的工作特征

内嵌活塞致动器的线性尺度是从活塞的顶部到某个参考直线（通常是安装孔的中心）的距离。对于法兰安装或底部安装的开关，参考直线是开关的底部。

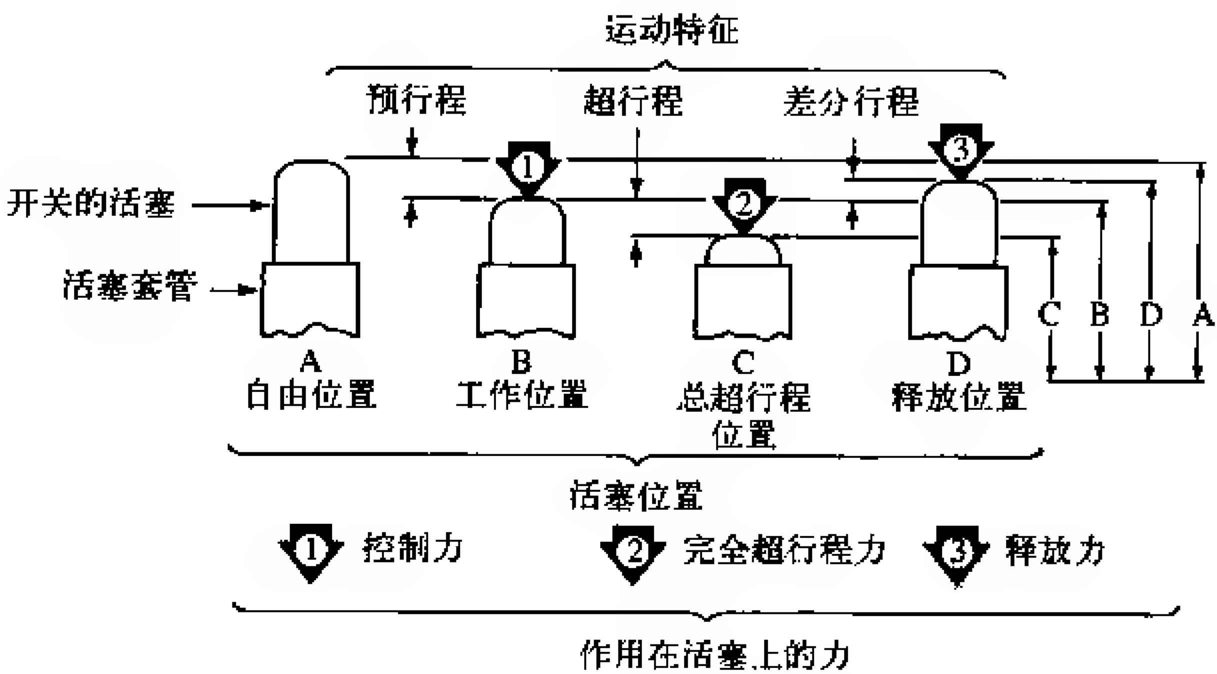


图15-1-3 内嵌活塞致动器式限位开关的工作特征

在为特定应用选择合适的限位开关时，必须考虑如下事项。

- 致动器类型。
- 电路。
- 额定电流。

- 电源电压。
- 机架材料。
- 终端类型。

2. 限位开关的适用标准

国际电工委员会（IEC，International Electrotechnical Commission，www.iec.ch/，特别是JIC 60947-1和IEC 60947-5-1标准）对与工业中使用的低压开关和控制装置相关的通用规则进行了解释。IEC 529标准采用IP（International Protection）等级系统对外壳的保护等级进行了界定。

欧洲电工标准化委员会（CENELEC，The European Committee for Electrotechnical Standardization，www.cenelec.org，特别是EN 50041和EN 50047标准）对限位开关的特征和尺度进行了定义。

美国全国电气制造商协会（NEMA，National Electrical Manufacturer's Association，www.nema.org）与IEC 529标准一样对外壳的保护等级进行了界定，但它还包括IEC 529标准所不具备的对环境条件的测试，如铁锈、油污等。

3. 限位开关的接口与设计信息

图15-1-4~图15-1-11对限位开关系统集成时需要考虑的一些事项进行了阐述。

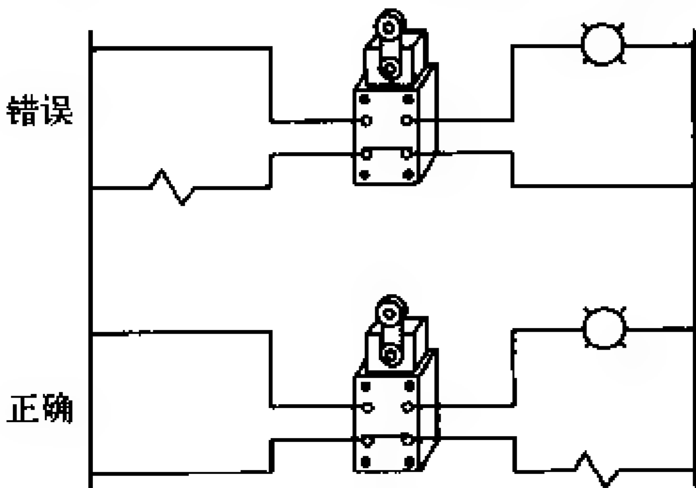


图15-1-4 不要在同一个限位开关的触片上连接相反的极性（除非是设计的意图）

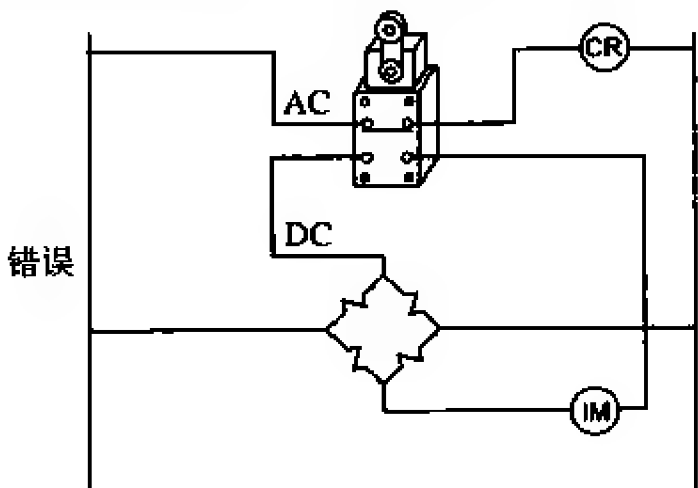


图15-1-5 不同的电源不要接在同一个限位开关的触片上（除非是设计的意图）

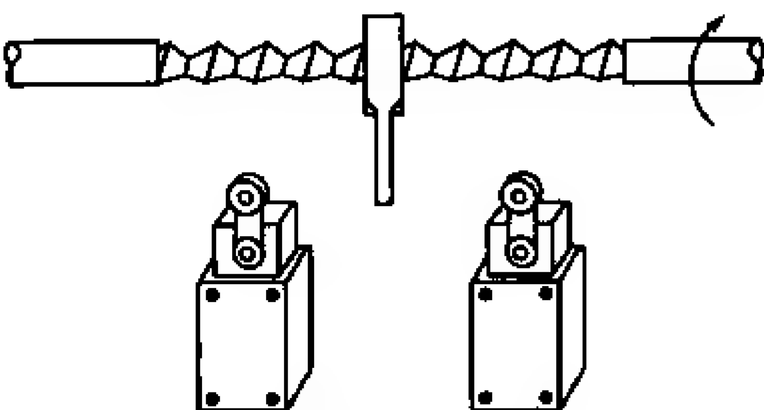


图15-1-6 在相对较慢的运动场合中通常采用快速动作的限位开关

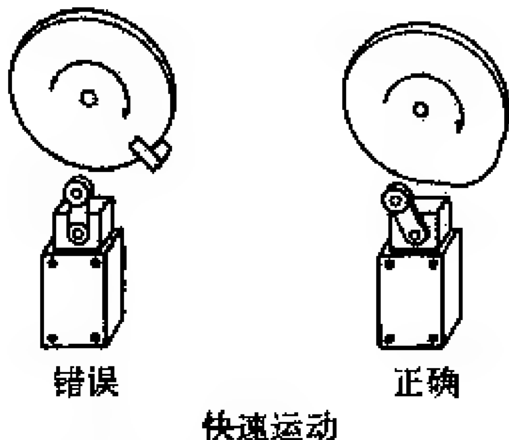


图15-1-7 在相对较快的运动场合采用凸轮装置，才不会使限位开关受到剧烈的冲击

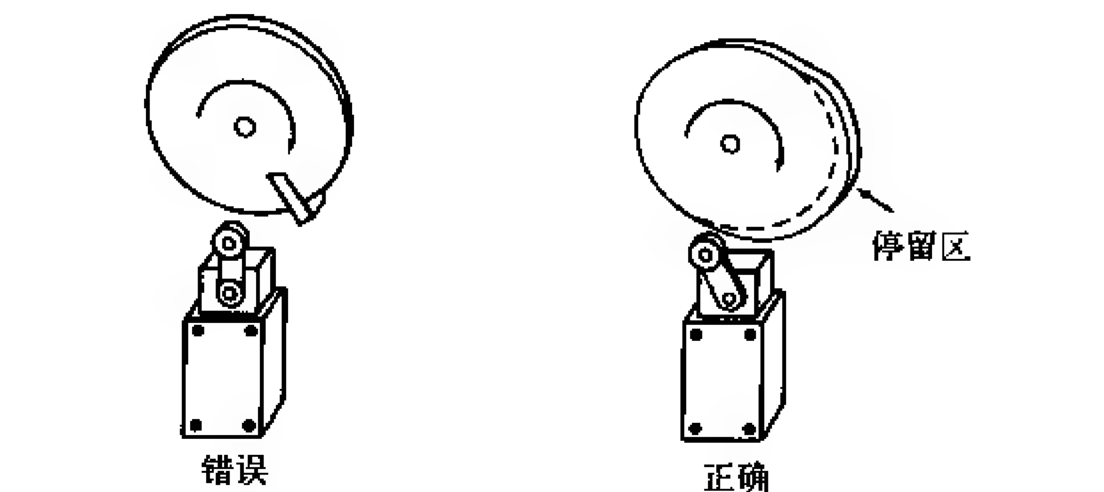


图15-1-8 在相对较快的运动场合，应当如图设计凸轮，使限位开关的动作时间足够长，以便对继电器、阀门等进行驱动

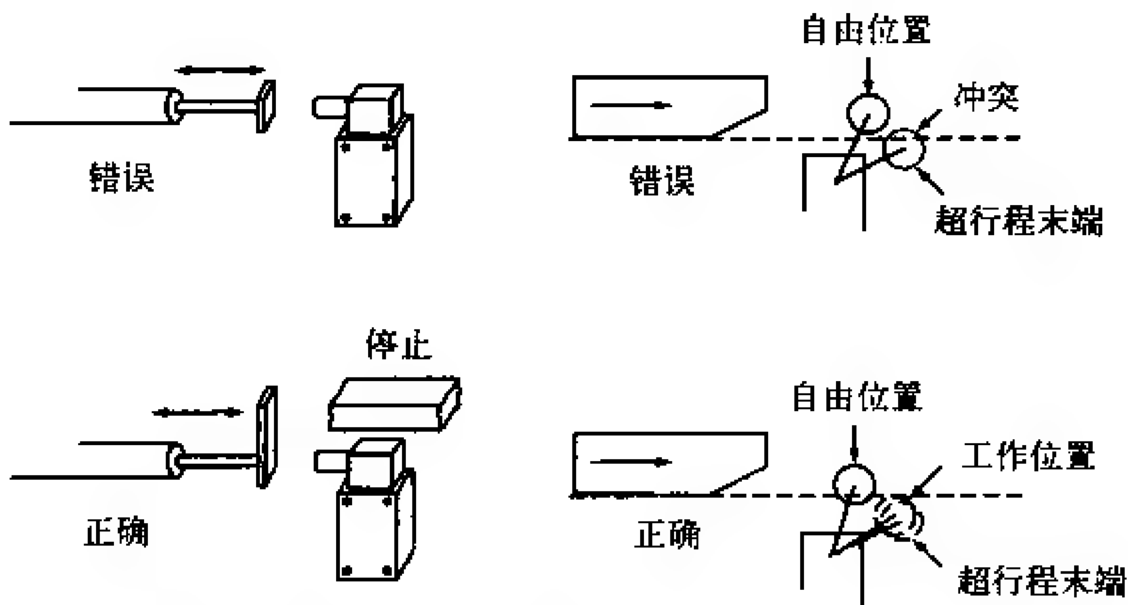


图15-1-9 应当仔细设计限位开关的工作装置，使得在任何工作条件或紧急条件下，限位开关始终在超行程限制位置之外。限位开关不能作为机械停止装置

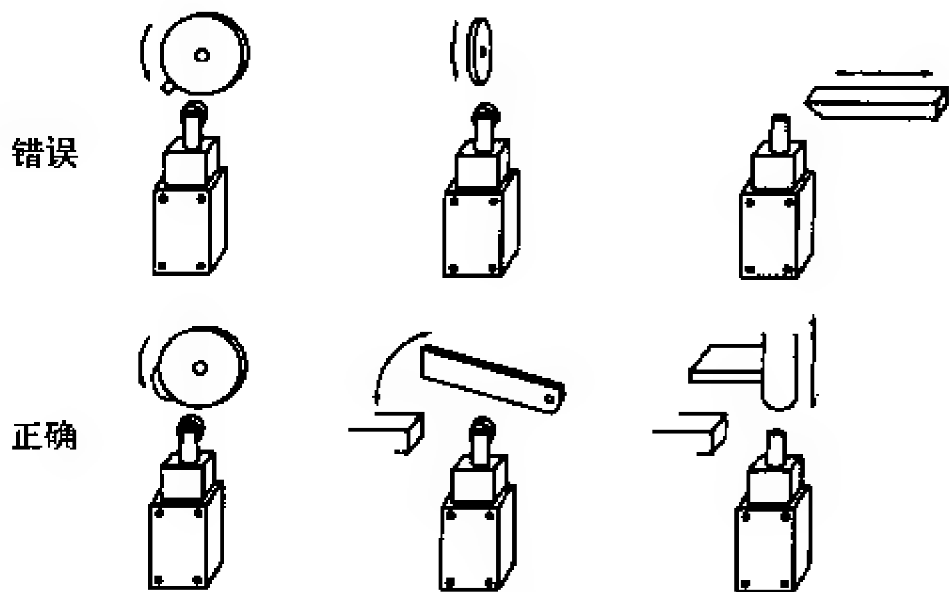


图15-1-10 对于具有推杆致动器的限位开关，致动力应当尽可能与推杆的轴平行。对其他致动器也是如此。例如，杠杆致动器的致动力应当尽可能垂直杠杆和杠杆的旋转轴

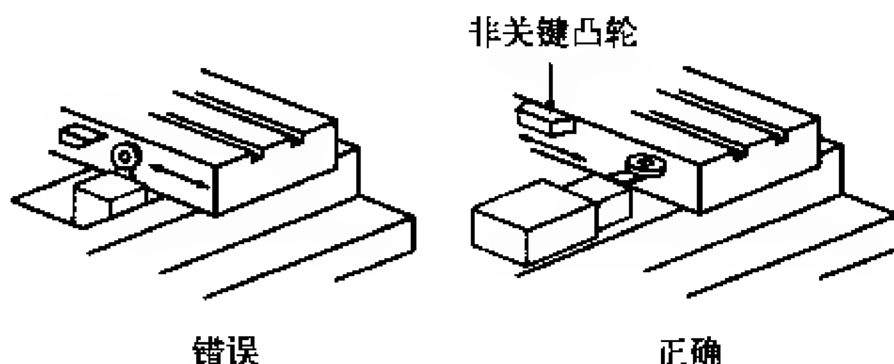


图15-1-11 严格将限位开关安装在容易接近的位置。盖板应当朝向维护点

15.1.4 电阻式位置传感器

电阻式位置传感器也叫作电位计或位置传感器，它最初是为军事应用开发的。在按钮和遥控器出现之前，电阻式位置传感器常用作收音机和电视机面板安装的调整旋钮。如今，电位计是工业应用中（从铲车油门到机器滑动检测）最常见的元件。

电位计是无源元件，即它们不需要电源或额外电路就能够执行它们基本的线位置或旋转位置测量功能。它们的基本工作模式通常有两种，即可变电阻器和分压器（电位工作原理）。由于电阻随运动而变化，因此，在使用可变电阻器时，都是利用固定终端与滑动动触点之间变化的电阻。在分压器应用中，参考电压信号作用在电阻元件回路上。因此，动触点移动引起的“拾取”电压可以确定触点的位置。

电位计的优点包括成本较低，操作和应用原理简单，固有绝对测量（即使在掉电周期）以及抗电磁干扰能力较强等。其缺点则包括滑动动触点最终会引起电位计的磨损、测量角度被限制在小于360°（尽管采用游标元件可以使它们具有“多圈”测量的能力）。

1. 电阻式位置传感器的选型与说明

对许多通用型位置测量应用来说，低成本的电位计往往已经能够满足要求。在某些情况下（如某些电机控制器），我们希望把变化的电阻作为控制信号，此时只能选择电位计。大多数其他应用都采用一个固定的参考电压，其触点端的电压读数则用于位置的测量。旋转式电位计的最大线性误差是1%，且其旋转寿命大约在一百万周期以上。对于更为关键的应用，可以选用高精度的电位计，它们的线性误差是上述旋转式电位计的几百分之一，而且其额定旋转寿命可达几千万甚至上亿个周期。

为了在成本和性能之间取得最佳的权衡，必须同时考虑系统和传感器。通常，可以通过下面两种途径之一来选择传感器。

- 先确定系统电源、放大器或控制器，然后寻找能够与其匹配的传感器。
- 先选择位置传感器，然后选择能够与其匹配的系统元件。

(1) 被测长度是多少

电位计的被测长度被称为理论电气行程。大多数应用都很容易确定理论电气行程，但有时我们可能只需要测量系统总行程中的某一部分。例如，系统行程末端的分辨率最高将非常有利。假定总行程为10in，我们只要监控其最后1in就可以使它的

分辨率增加10倍。

(2) 能够实现的精度是多少

精度具有几种不同的含义。可以是能够获得的最小运动（分辨率），也可以是电气行程上任意点与参考直线之间的误差（独立线性度），或者是某个给定点的不同周期输出是否一致（可重复性）。这些含义并不相同，但它们通常都被称为“精度”。

正确区分这些性能参数并明确其优先级非常重要。许多导电塑料位置传感器具有无限的分辨率。大多数传感器的可重复性都非常好，而且很少超过系统中可能存在的信噪比。至于独立线性度，传感器相对于参考直线的误差可确保小于0.1%。

(3) 需要多么坚固的传感器

传感器在高度冲击、振动、湿度、污垢、油污或极端温度下正常工作的能力有时比精度更为重要。如果一个高精度的器件不能持续长久工作，那将没有任何优势可言。导电塑料位置传感器不受许多苛刻化学制品的影响，并且可以浸入到液压油中工作。

(4) 应当使用什么激励

电位计的激励信号应当由所采用的信号调理器或控制器的输入决定。是否使用稳压电源也取决于系统所采用的信号调理器或控制器。

(5) 需要考虑哪些安装因素

不同应用的安装因素差别很大。为了实现最长的工作寿命，必须确保电位计的轴的同轴度。安装时应考虑到为减小未对准而进行的微调。摇杆头（rod end）或联轴器（shaft coupling）是补偿未对准的有效途径。如果安装不够理想，电位计的边缘载荷在触点或元件失效前就有可能将轴承磨坏，因此必须特别谨慎。如果存在大量软管或者有油污或水花溅射，那么应该采用抗水或防水的电位计。

(6) 传感器是否需要对温度影响进行补偿

尽管电位计具有可测量的温度系数，但由于它们通常都是作为分压器，因此不需要进行温度补偿。

2. 电阻式位置传感器的适用标准

可调式电子元件协会（http://www.veci-veci.com）已经开发出了管理电位计的许多测试和性能标准。尽管这些标准没有与制造商绑定，但它们有助于确保实用、有意义、一致术语和方法论的实现。另外，许多电位计也遵循诸如MIL-STD-202F等军用标准。

3. 电阻式位置传感器的接口和设计信息

电阻式位置传感器的使用通常非常简单。首先，确定被测机械装置需要什么类型的电气信号。如果需要的是电阻变化，则将电位计的一端和触点端连接到电路中。之后，电阻将随该模式（可变电阻模式）下的运动而发生变化，但接触噪声（一种非预期的变化电阻）也将在期望的平滑电阻变化上进行叠加。接触噪声是由触点和电阻元件表面之间的机械接触引起的。它可看作是元件表面（接触点）与触点端之间的一个串联电阻。其大小可能不到总元件阻值的1%，也可能大于总元件阻值的5%。

到目前为止，分压器模式在位置测量应用中使用得更普遍，而且在此模式下，接触电阻变化的影响大大减小或完全消除。传感器的输出是触点电压与外加电压之比。输出电压取自触点端。因此，如果该通道上只有少量电流或者根本没有电流流过（如同电压作用到一个高阻抗测量电路），那么串联接触电阻的变化不会对接触点和触点端之间的电压产生影响。

当在电阻元件两端施加一个激励电压时，触点从元件的零点端向最大输出端移动。触点和电阻元件之间的电压随触点位置按线性关系变化（如图15-1-12所示）。

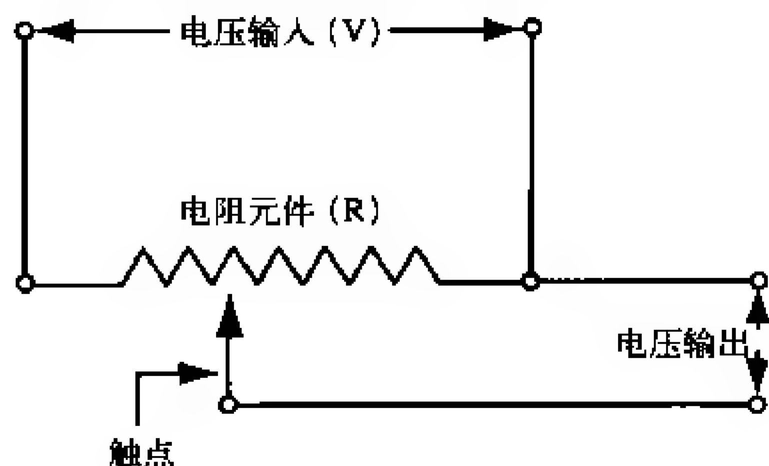


图15-1-12 电位计的组成

传感器的最大输出电压不会超过外加电压。例如，如果将10V电压作用到电阻元件上，那么最大输出电压就是10V。触点将在0~10V内变化，而5V是其中心位置。如果施加的是5V电压，那么输出2.5V表示触点处于中心位置。

15.1.5 磁性位置传感器

通过检测地球磁场、磁体磁场、电流产生的磁场、甚至脑波活动等磁场的存在性、强度或方向，我们可以利用电磁特性来确定物体的位置。磁性传感器可以非接触式地测量上述特性，这使得它成为许多工业和导航控制系统的“眼睛”。

磁场是一个具有幅值和方向的矢量。磁性传感器可以通过多种方式对该矢量进行测量。有些磁力计只测量磁场的总幅值，而不测量其方向（即标量传感器）。有些磁力计则测量磁性元件在敏感轴方向的幅值（即单向传感器）。还有些磁力计不但测量敏感轴方向的幅值，还包含对其方向的测量（即双向传感器）。矢量磁性传感器由两个或三个双向传感器组成。有的磁性传感器还具有一个内置门限，传感器只有在通过该门限之后才能产生输出信号。

霍尔效应器件的输出由磁场强度决定，而磁阻器件则测量磁场的角度方向，因此其输出取决于磁场的电阻。相对于测量磁场强度来说，测量磁场方向具有如下优势。

- 对磁体的温度系数不敏感。
- 对冲击和振动不是很敏感。
- 传感器和磁体之间的间隙可以有较大的变化。

霍尔效应位置传感器的成本较低，但精度很高。它包含一个由导电材料薄片构成的霍尔元件，且该霍尔元件的输出连线与电流方向垂直。当置于磁场中时，霍尔传感器响应一个与磁场强度成正比的输出电压。该输出电压非常小，需要额外的电路来产生有用的电压电平。这些信号调理电路与霍尔元件一起集成在一块集成电路（IC）上，从而构成一个基本的霍尔效应传感器。

磁阻式（MR）传感器通常由一块积淀在硅片上的镍—铁合金薄片制成，且被设计成一个阻带。磁阻薄片的特性使它在有磁场的情况下电阻可变化2%~3%。典型磁阻式传感器的带宽在1MHz~5MHz范围之内。磁阻式传感器的响应速度非常快，而且不受线圈或震荡频率的限制。

磁阻式传感器可同时测量线位置、角度位置以及在地球磁场（低于1Gs）中的位移。磁阻式传感器是对运动物体进行定位的优秀解决方案。将一个磁体或传感器元件黏附在角度或线性移动物体上，并固定它的互补传感器或磁体，就可以对所产生磁场的相对方向进行量化。

由于霍尔效应是唯一能够在标准互补金属氧化物半导体（CMOS）技术中实现的磁性效应，因此霍尔效应磁性传感器保持有旺盛的需求，这也使得其成本相对较低。霍尔效应测量器件的优势还包括具有较长的使用寿命和较高的速度。在工业和汽车应用中，它们可工作于静止输入（零速度），而且还具有很宽的温度范围（−40~+150℃）。

尽管霍尔效应在极高磁场中具有高度线性关系，且不存在饱和效应，但在硅片中，磁阻效应的灵敏度大约是霍尔效应的200倍，因此它可用于传感器与磁体距离更远的场合。

采用磁性传感器的独特之处在于测量磁场通常并不是它的主要目的。磁性传感器追求的主要是另一个参数，如车轮速度或零件位置。磁性传感器并不直接测量这些参数，而是从磁场变化中对它们进行提取。

磁性传感器的给定输入必须能够产生或改变磁场。一旦传感器检测到磁场或磁场变化，其输出信号需要经过一定的信号处理后将传感器的输出信号转换成期望的参数值。这使得磁性传感器在多数场合中都难以应用，但它实现了对其他方式难以测量的参数进行可靠和精确的测量。

1. 磁阻式位置传感器的选型与说明

磁阻式传感器通常在交通和收费公路中使用，它可在大约50ft远处检测车辆是否存在。其他较常见的应用还包括汽车的车轮速度、机轴检测和罗盘导航。磁阻式传感器的一个日益增长的应用领域是磁带和磁盘驱动器中的高密度读取头。磁阻式传感器在下列应用中特别有用：线位置或线位移、替换LVDT（线性可调差分变压器）、接近度检测、阀门定位、轴行程、汽车转向系统、机器人、刹车和油门位置系统。采用多个磁性传感器或磁体，可以扩展角度或线位置的测量范围。

磁阻式传感器具有多种不同的形状和形式，而且可以测量直流静态磁场以及磁场的强度和方向。图15-1-13给出了一种测量长跨度绝对线位置（Honeywell公司的专利）的传感器解决方案，它利用的是一个磁阻传感器阵列、一个磁体和一个信号调理电路。该传感器用于确定附着在运动物体上的磁体的位置。除了不含运动部件带来的不会磨损等机械优势以及不存在疲劳引线引起的信号衰减以外，该固态解决方案具有很高的精度和较低的功率，且能在恶劣环境（如高温）下工作。

当阵列器件工作于饱和模式时，它也能够对磁场方向进行响应。当外部磁场强

度大于一定水平（称为饱和场）时，它便进入饱和模式。传感器的磁矩与磁场方向一致。因此，器件的输出仅仅反映外部磁场的方向而不是强度。磁阻式传感器之所以工作在饱和模式，是因为饱和模式具有如下优势。

- 不受磁体温度系数的影响。
- 对磁体和传感器阵列之间的间隙不敏感。
- 当磁场强度大于饱和场强时，对磁场强度不敏感。

磁阻式传感器的饱和场强是30~50Gs。通过永磁体（包括低成本的铝镍钴或陶瓷磁体）很容易获得这样大小的磁场，而不像霍尔效应器件那样需要更强的磁体。

磁阻式传感器给我们带来了一种独具特色的解决方案，即测量磁体磁场的角度方向而不是测量磁场的强度。永磁体用于产生磁场，从而使传感器保持在饱和模式、尽量减小寄生磁场的影响并使传感器具有线性工作范围。

与其他增量式传感器不同，该技术是绝对读数，且不需要参考点。任意时间点（包括上电时刻）的位置都是精确可知的。当阵列上的每个传感器都接通电源时，它将所有周围或外加磁场都转换成输出电压。

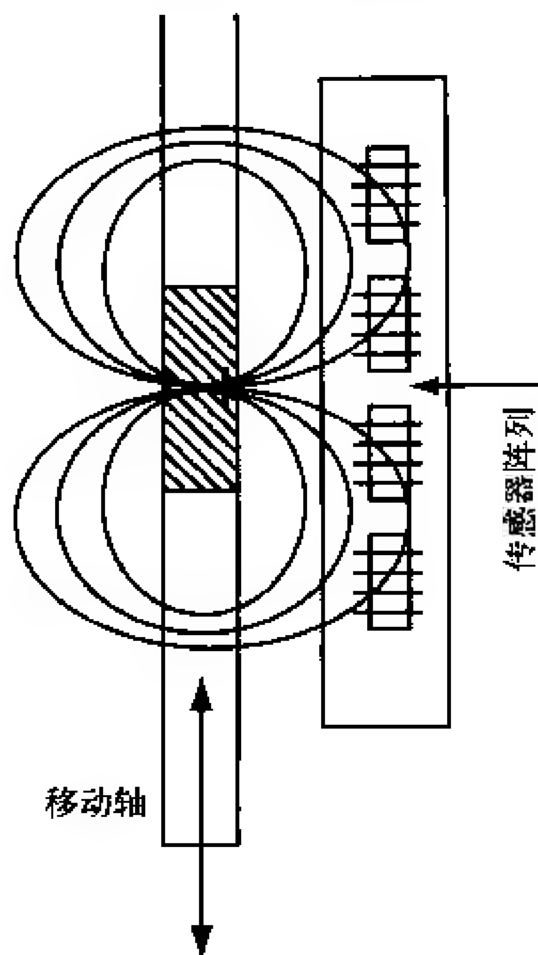


图15-1-13 四个磁阻式传感器的系统设计

磁阻式传感器的输出具有高度可预测性。灵敏度较高、尺寸较小、不受噪声影响以及可靠性好等特点都使磁阻式传感器比其他机械或电气系统更具优势。

由于磁阻式传感器具有高度的适应性且便于装配，因此它们解决了产品定制应用中的一系列问题。磁阻式传感器的核心优势之一是它们可以在硅片上批量生产，且可以按照商用集成电路封装的形式进行装配。这使得磁性传感器可以与其他电路和系统元件一起进行自动装配。

2. 霍尔效应位置传感器的选型与说明

霍尔传感器在位置测量领域具有非常广泛的应用，特别是作为接近传感器。在汽车行业，它们被广泛用于从活塞位置到油门角度等所有对象的检测，以及控制窗户和门的互锁位置。在办公室，它们用于检测纸张等物体的放置。在照相机中则用于检测快门的位置。在工厂，它们用于对电机速度和钻孔机等设备进行控制。

霍尔效应位置传感器有数字和模拟两种类型。数字传感器的输出只能属于ON和OFF两种状态之一。模拟传感器则提供一个连续的电压输出，且该电压输出随磁场的增强而增加，随磁场的减弱而减小。这两种类型传感器的动作都通过永磁体或电磁体产生的磁场来驱动（取决于所使用的磁体类型）。

数字传感器又有两种类型，即双极型和单极型。对于双极型传感器，场强为正时（南极）动作，场强为负时（北极）释放。单极型传感器只有一个磁极（南极）动作，其释放是通过将南极从传感器中移除来实现的。模拟传感器则在接近每个磁极时都动作。

比值线性霍尔传感器的体积很小，但功能丰富。比值输出电压由电源电压设置，且与磁场强度成正比关系变化。集成霍尔效应芯片具有增强的温度稳定性和灵敏度。芯片上经过激光处理的薄膜电阻具有非常高的精度且用于温度补偿，以减小温度引起的归零和增益漂移。

比值线性传感器对正场强和负场强的磁场都可以响应，且可用于监控两个磁极。通过降低机械应力或热应力对输出的影响，四重霍尔敏感元件可以使它们具有很好的稳定性和可预测性。如果在很宽的温度范围内进行鲁棒设计，那么灵敏度的正温度系数（通常是+0.02%/°C）将有助于补偿低成本磁体的负温度系数。全电压范围内轨到轨工作可以提供更多的高精度可用信号。

图15-1-14和图15-1-15描述了开发用于精确定位的接近传感器的两种思路。

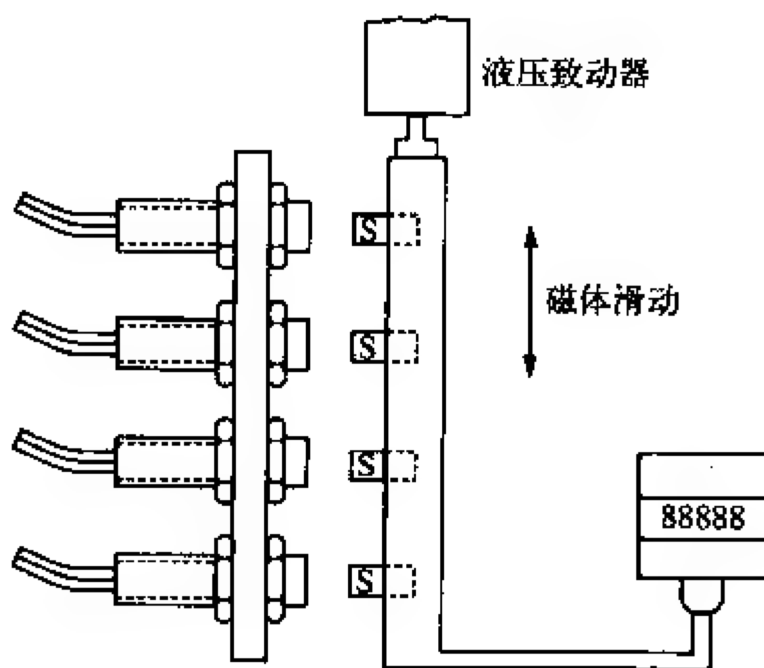


图15-1-14 四个数字输出的单极型传感器通过螺纹安装在一个铝机架上，并由四个电磁致动器单独驱动

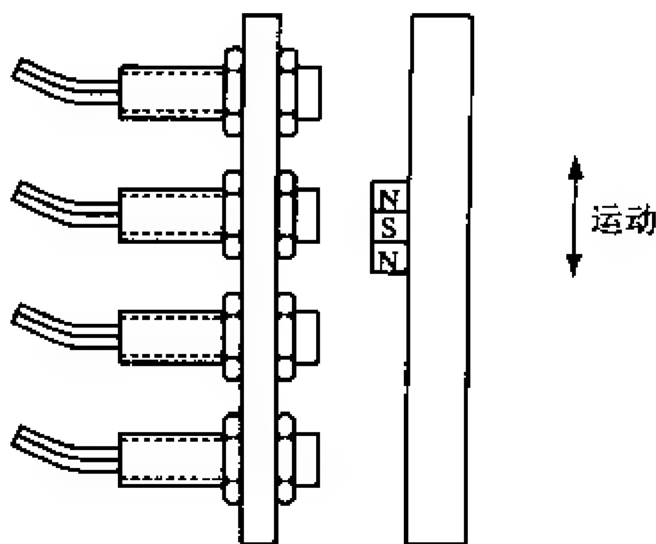


图15-1-15 四个数字输出的双极型传感器由一个安装在杆上的磁体进行驱动

在第一个示例中，事件信号由传感器产生，它代表了与参考表面的被测距离。这些信号规定了可接受的尺寸限制（在该尺寸下测试可以产生电脉冲）。在某个已知应用中，每个传感器每月至少都有800万次动作或释放周期，而且现在仍然在运行中，没有进行替换或维修。

第二个例子实现了0.002in的线性定位精度。该思路的理想应用场合是针对光学加工设备测量各个棱镜的位置。它也可用于测量35mm滑动装配活动台的精确位置。

矢量霍尔传感器具有两个测量轴，因此可以检测360°绝对位置。其他霍尔传感器则只能测量180°范围内的绝对位置。尽管该传感器主要面向旋转应用（如电机等），

它们也可以用于单轴或双轴的线性应用场合。

矢量霍尔传感器的每个单一管芯都具有四个霍尔元件（x轴两个，y轴两个），从而每个轴都可以提供一个差分输出电压。信号对是“增益匹配”的，因此两个信号之比可以抵消所有由于温度或机械移位（如冲击或振动）引起的增益或场强变化。这不仅减小了失调，还为磁体和传感器轴向和径向对准提供了一个相对较宽的公差，使安装过程的重要性降低。微处理器处理该比值的时间决定了位置更新的最大速率，并在一定程度上限制了传感器的可用旋转速度。

有些制造商还提供自动检索功能，通过作用在电路中的某个特殊信号就能够设置机械的“零点”或“检索”位置。例如，这可以通过将输出限制在$I-V$曲线内同时提高功率来实现。检索特征免去了安装时繁重的钻孔和对准过程。

3. 磁性位置传感器的接口和设计信息

设计的第一步是确定测量指标。由磁体驱动的测量系统包含如下指标。

- 磁体和位置传感器之间的最小和最大间隙。
- 磁体行程限制。
- 磁体的特殊需求，例如由系统中的反向磁场引起的高抗磁力。
- 机械连接（如果需要）。
- 传感器输出类型（NPN或PNP）。
- 工作温度范围。
- 存储温度范围。
- 系统指标中的多个输入或输出指标。

接下来是选择电磁模式、磁体、传感器和功能接口。这四项是相互关联的。所需磁体长度取决于间隙和磁体行程（电磁模式）的限制。传感器取决于磁场强度，从而取决于电磁模式和磁体的选择。功能接口取决于传感器的输出类型和电气特性。

图15-1-16~图15-1-20描述了电磁系统用于位置测量的线性输出传感器的几种形式。致动方案则由给定应用的成本、性能、精度以及其他需求确定。

图15-1-16给出的是测量位置的一种简单方法。磁体的一个磁极直接靠近或远离传感器。它属于单极型正面位置传感器。当磁体离传感器最远时，测量面上的磁场接近为零。此时，当电源为12V时，传感器的标称输出电压为6V。随着磁体的南磁极向传感器靠近，测量面的磁场变得越来越大（正向变化）。输出电压随磁场的增加而线性增加，直到磁场达+400Gs或9V标称输出。传感器的输出是距离的非线性函数，但在小范围内可认为是线性关系。

图15-1-17给出的是双极型正面测量方法。当磁体移动到最左边时，传感器置于2号磁体的强负磁场，其输出为标称3.0V。当1号磁体向传感器移动时，负磁场变得越来越小，直到1号磁体和2号磁体产生的磁场相互对消（在

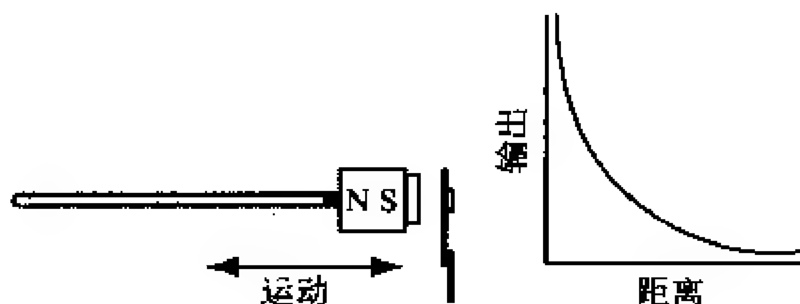


图15-1-16 单极型正面位置传感器

两个磁体的中点）。此时，传感器输出为标称6.0V。当1号磁体继续向传感器移动时，正磁场变得越来越大，直到传感器输出达到9.0V。该方法利用了传感器的满量程，因此具有较高的精度和较好的分辨率。该传感器的输出在以零点为中心的整个范围内都是线性的。

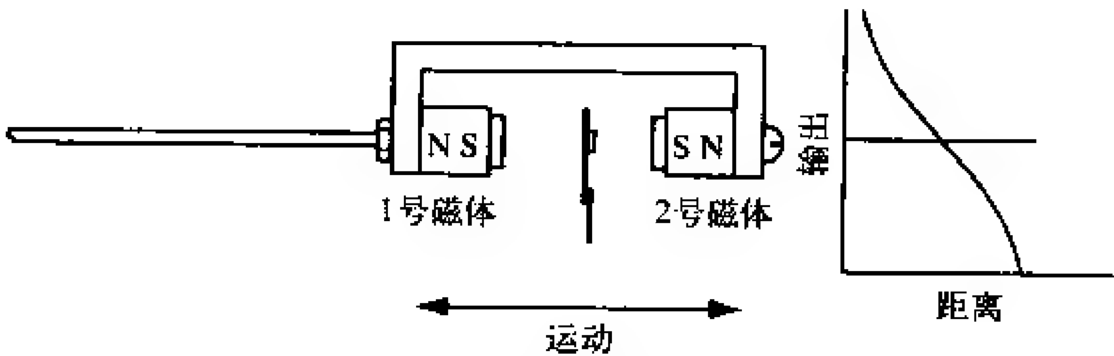


图15-1-17 双极型正面位置传感器

图15-1-18给出的是偏置正面测量方法，它是对双极型测量的一种改进。当运动磁体完全收回时，传感器置于固定偏置磁体的负磁场中。当运动磁体向传感器靠近时，两个磁体的磁场相互结合。当运动磁体足够接近传感器时，它将处于一个很强的正磁场环境。该方法的特点是机械结构简单。

图15-1-19给出的是一个侧面位置传感器。磁体和传感器之间有一个严格控制的间隙。当磁体在固定间隙上来回移动时，如果它靠近北磁极，那么传感器所在的磁场为负；如果它靠近南磁极，那么传感器所处的磁场为正。此类位置传感器的特点是机械结构简单，而且当使用一个足够长的磁体时，可以测量较长磁体行程上的位置。双极型侧面结构的输出特性是上述所有系统中线性度最高的，尤其是每个极面都采用一个极片时。但为了利用系统的这个特性，必须对两个垂直位置和间隙进行严格控制。

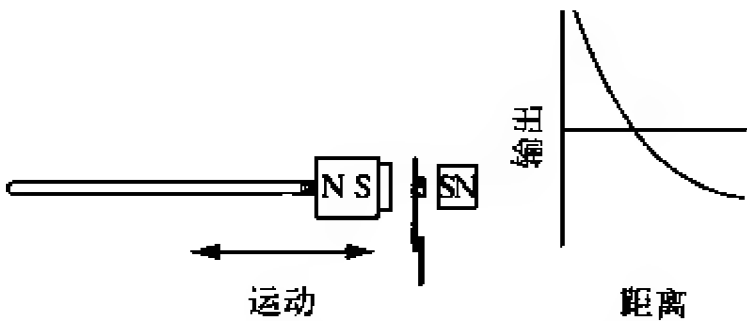


图15-1-18 偏置正面位置传感器

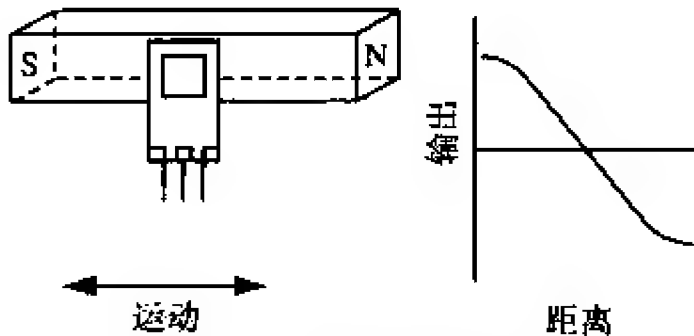


图15-1-19 侧面位置传感器

下面是与磁性传感器相关的一些描述性术语。

运动类型是指系统磁体的运动方式。具体包括以下几种。

- 连续运动（无方向变化的运动）。
- 往复运动（方向反转的运动）。
- 旋转运动（连续或往复的圆周运动）。

机械复杂性是指磁体安装和产生所需运动的困难程度。

对称性是指能否在不影响工作距离的前提下，从任意一个方向出发都得到相同的磁力线。

数字式是指推荐以特定模式使用的传感器类型（不管是单极型还是双极型）。

线性是指，磁场与距离关系曲线（角度关系）的一部分，能否用一根直线来精确地近似表示。

精度是指特定磁性传感器系统对磁体位置变化的灵敏度。

磁力线形状与所能获得的精度之间具有一个确定的关系。假定图15-1-20中的斜线分别来自于两个不同磁体的磁力线；G1和G2代表数字输出式霍尔效应传感器的驱动电平范围（各个器件可能不同）。从图中可以明显看出，在给定驱动电平范围内，斜率较大的曲线（*B*）对应的工作距离变化较小。因此，磁力线的斜度越大，所能获得的精度越高。

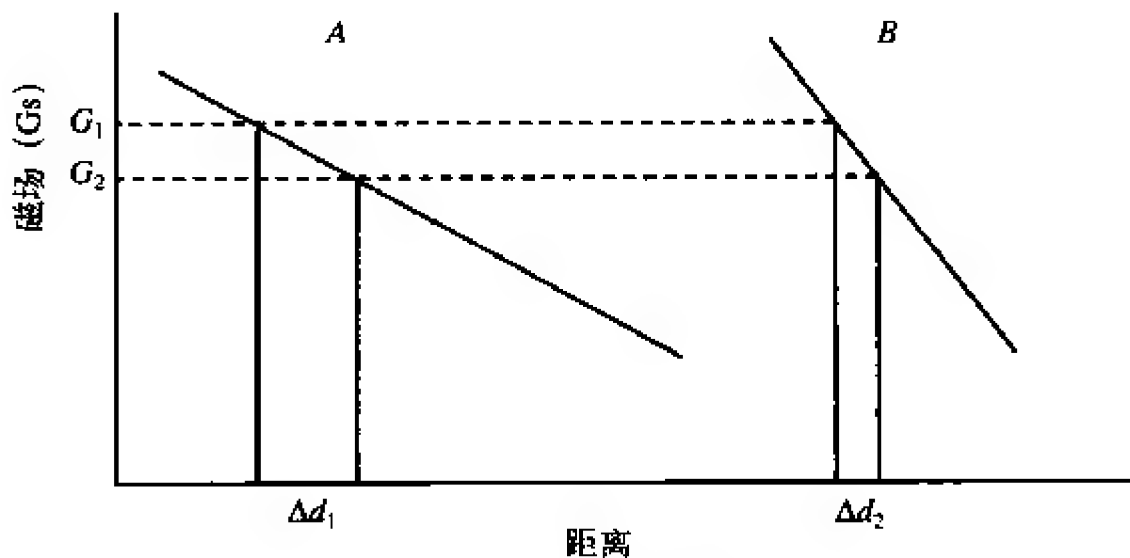


图15-1-20 斜度的影响

图15-1-21给出了数字式霍尔效应传感器的输出。该示例中的传感器是处于致动（ON）状态下的NPN晶体管（耗电流，即电流从负载流入传感器；集电极开路）。耗电流器件包含有NPN集成电路芯片。与机械式开关一样，当处于ON状态时，数字式传感器允许电流通过；当处于OFF状态时，数字式传感器将阻碍电流流过。与理想开关不同的是，当处于ON状态时，固态传感器会产生一个电压降；当处于OFF时，固态传感器也会产生一个微小的电流（漏电流）。该传感器只适合于转换不大于20mA电流的低电平直流电压（最大30V）。在某些应用中，其输出接口可以是耗电流输出。

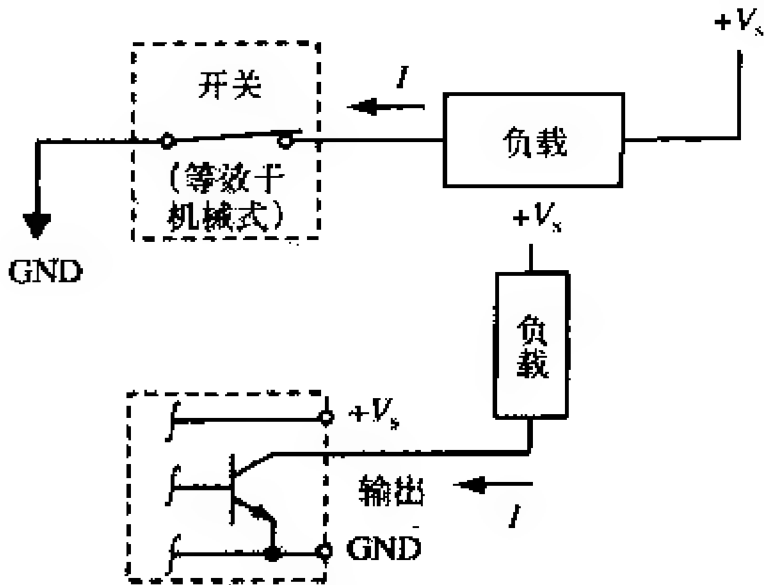


图15-1-21 典型NPN数字式霍尔效应传感器的输出

图15-1-22描述的是NPN（耗电流）传感器的电源。在该电路结构中，负载通常连接在电源和传感器的输出端(集电极)之间。当传感器被驱动时（通过磁场将其处于ON状态），电流通过负载流向输出晶体管，然后再流向大地。

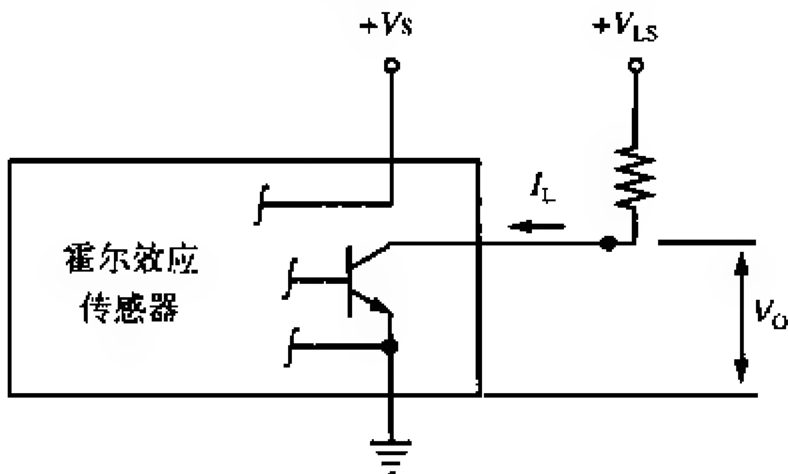


图15-1-22 传感器的电源V_S不需要与负载电源V_{LS}一致，但使用同一个电源通常更方便

传感器的输出电压在输出端（集电极）和地（-）之间进行测量。当传感器未被驱动时，除少量漏电流之外，电流不会流经输出晶体管。此时，输出电压等于V_{LS}（忽略漏电流）。当传感器被驱动时，如果忽略晶体管的饱和电压，那么输出电压将下降至地电势。在输出电压方面，通常认为OFF条件下的NPN传感器处于高电平。

模拟式磁体传感器的输出可以通过几种方法进行线性化。传感器的输出作为磁场的函数来说是线性的，但作为距离的函数则完全非线性。

为了补偿传感器作为距离的函数的非线性，可以对传感器的输出进行转换。其中的一种方法是将传感器的模拟输出转换为数字输出。该数字数据反馈到微处理器上，并在微处理器中通过一个ROM查找表或传递函数计算方法对输出进行线性化(如图15-1-23所示)。

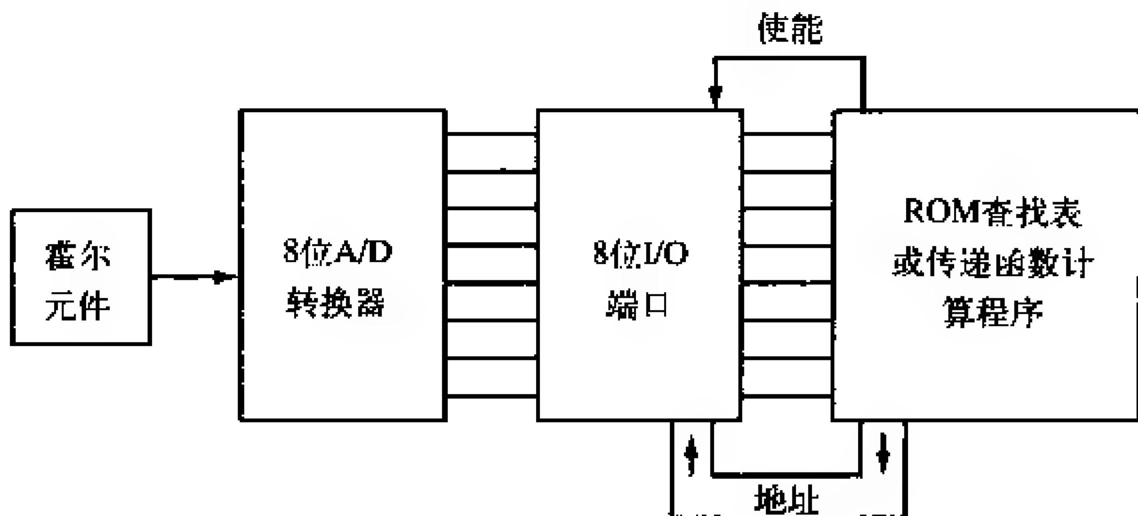


图15-1-23 通过微处理器的线性化

第二种方法是设计一个模拟电路，使其具有对传感器的输出进行线性化的能力(如图15-1-24所示)。

对传感器的输出进行线性化的第三种方法是改变传感器的磁性设计，即改变所用磁体的几何结构和位置。此类磁性组合通常不通过理论方法来设计。在大多数情况下，更容易通过经验来设计磁性元件，即测量特定组合的磁力线。通过在现存的多种电磁系统中替换某个校准的霍尔元件，设计者可以开发出能够实现多种测量功能的系统。

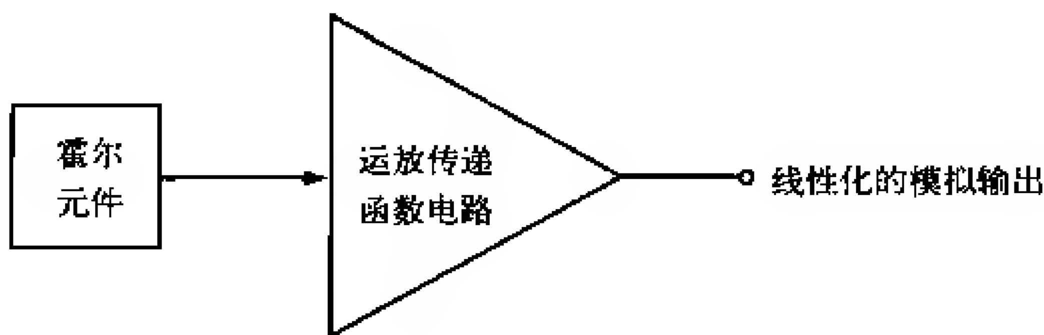


图15-1-24 通过模拟电路线性化

15.1.6 超声位置传感器

超声传感器（也称超声位置传感器）可以对物体的存在性和距离进行精密的非接触式测量或跟踪。它们在其他测量技术难以奏效的场合里尤其有用，如闪亮的目标对象、含有雾或微粒的空气、溅洒液体的环境等。超声传感器通常用于需要较大传感器和较长检测距离的场合。

由于超声传感器的工作频率大于环境噪声频率，因此工厂噪声不会影响超声传感器的正常工作。另外，由于超声传感器基于声波信号工作，因此气压、湿度、烟雾、尘土、蒸气、以及其他依靠空气传播的污染物对它的精度的影响都非常小。在某些应用中，目标特性或环境因素会妨碍光电传感器或接近传感器的性能，此时也可以用超声传感器进行替代。其中一些应用示例如下。

- 材料处理。
- 封装。
- 纸张处理。
- 食品和饮料。
- 化学制品。
- 塑料工业、橡胶或轮胎处理。
- 钢铁处理。

超声传感器通过电压脉冲对声换能器进行激励，使换能器以超声频率振动。该振动直接作用在目标上，并且通过测量回波返回到换能器的时间来计算目标的距离。通常，在100mm~6 000mm（超过19ft）距离范围内，超声传感器可实现1mm的测量精度。

如图15-1-25所示，超声传感器可以很方便地用于圆形运动目标（如胶卷、纸张、橡胶或钢铁）的检测。

超声传感器经常用于食品饮料和化学塑料工业中固体和液体的填充程度控制。它们可以检测玻璃零件是否存在。

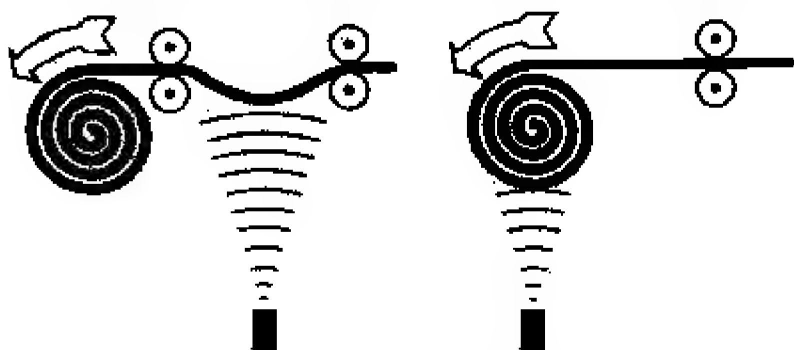


图15-1-25 通过产生直接与距离和辊直径成正比的输出，两个超声传感器可以对辊直径和张力进行控制

当铲车或其他车辆面临碰撞危险时，它们可以提供一个简单但非常有效的警告系统来防止在仓库中造成损坏。

1. 超声传感器的选型与说明

由于超声传感器的工作原理是基于对耗用时间的测量，因此当传感器用于测量给定距离的目标时，就相应建立了一个时间窗。传感器仅仅接收或认可在该时间窗内接收的回波。从背景材料返回信号的花费时间更长，且在时间窗之外，因此不认为是有效信号。

最大开关频率是传感器所能实现的最大开启和关闭速度。它取决于若干个变量，其中最重要的变量是目标尺寸、目标材料和离目标的距离。目标越小，越难以检测。因此，小目标的最大开关频率要比大目标的最大开关频率低。可以吸收高频声波的材料（棉花、海绵等）要比钢铁、玻璃或塑料更难以检测。因此，它们也具有较低的最大开关频率。

在确定最大开关频率时，目标离传感器的距离非常重要。传感器通过空气发送一个超声束。信号从离开传感器，到向目标传播，再到与目标发生碰撞，最后作为一个回波返回到传感器需要一个有限的时间。目标离传感器越远，声波完成这个周期的时间就越长，开关频率也就越低。

表面加工也是需要考虑的一个方面。如果平滑目标与射束轴法线的斜度超过+3°，那么部分信号就会偏离出传感器，检测距离相应缩短。然而，对于靠近传感器的小目标而言，与法线的偏差可以增加到+8°。如果目标与射束轴法线的斜度超过大约12°，那么全部信号都将偏离出传感器，此时传感器将不再响应。与粗糙表面（如粒状材料）碰撞的声束将分散，并向各个方向反射，其中一部分能量作为一个削弱的回波返回至传感器（如图15-1-26所示）。

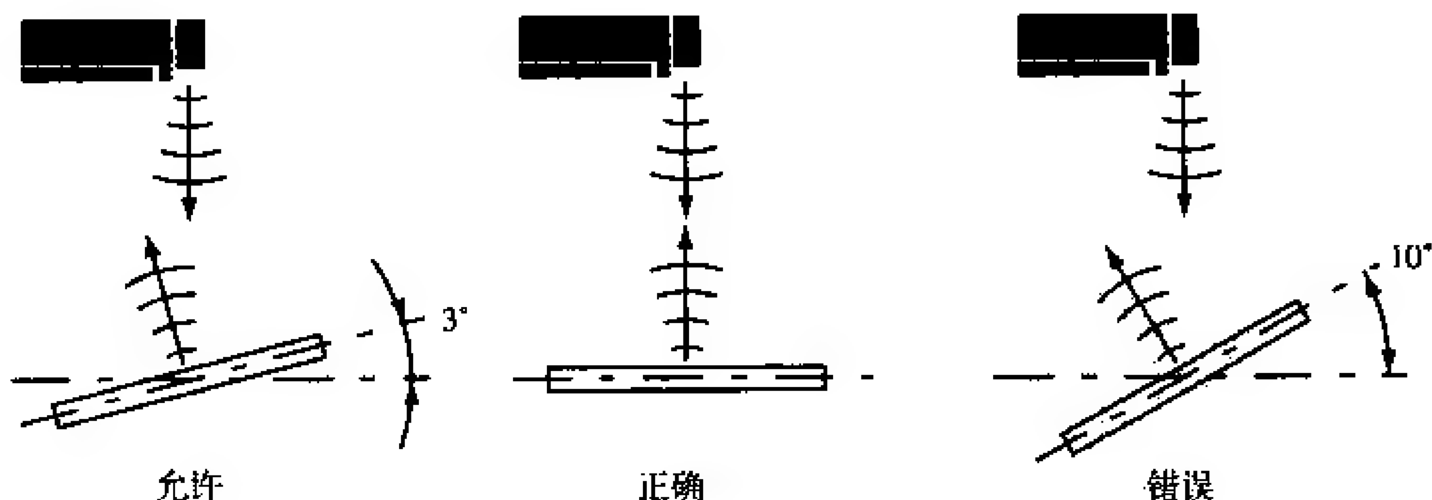


图15-1-26 平滑目标的最大倾斜度

声波在空气中的传播速度与温度有关。内部温度传感器根据耗用时间计数器的时钟频率和载波频率，对空气温度变化的影响进行补偿。然而，声束路径上较大的温度波动将引起超声信号的散射和折射，严重影响传感器的测量精度和稳定性（如图15-1-27所示）。如果需要检测一个高温物体，应当试着将传感器和目标定位在一个垂直平面上，并让传感器瞄准目标的低温部分。这样，有可能避免温度较高的气流

并取得满意的测量效果。

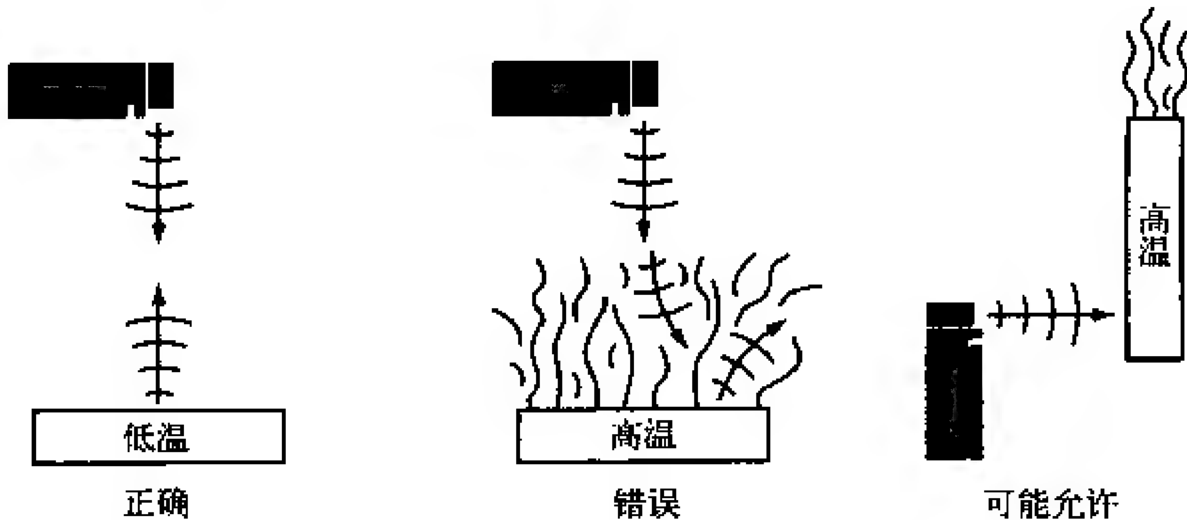


图15-1-27 热空气流引起的声波散射

超声传感器具有一个不能精确检测目标的“盲区”（如图15-1-28所示）。它是测量面与最小测量范围之间的距离。如果目标非常接近，那么有可能在声脉冲的后缘离开换能器之前，其前缘就已经传播到目标并与其发生碰撞。由于换能器仍然处于发射而不是接收状态，因此返回到传感器的回波信息将被忽略。这个回波还可能从传感器的表面反射，并再次传播至目标。当目标处于盲区位置时，这些多重回波将带来测量误差。

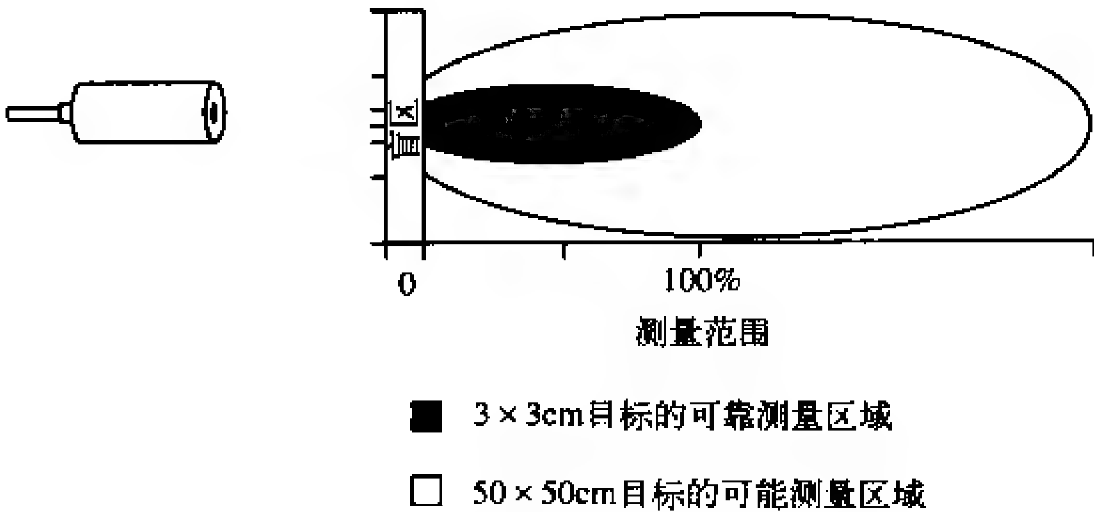


图15-1-28 超声传感器必须安装在盲区的外部

每个目标和应用的最大测量距离或范围应当通过试验进行确定。图15-1-29~图15-1-31给出了传感器的灵敏度特性和典型的测量距离。

超声传感器以一个能够消除旁瓣的声束锥角发射一个声束。目标尺寸与聚束光尺寸的关系非常重要。理论上，最小可检测目标是超声信号波长的一半。在215kHz时，信号波长是0.063in。在理想条件下，这些传感器能够检测到0.032in大小的目标。但目标通常都大于该尺寸，并且是在不同的距离进行检测。为了估计给定距离处超声信号的覆盖面积，可使用下述公式

$$B_{ox}-2\times 1\times \tan(K/2)$$

其中，B_{ox}是给定距离处的声束锥面直径，X是目标到传感器的距离，K是声束锥角。

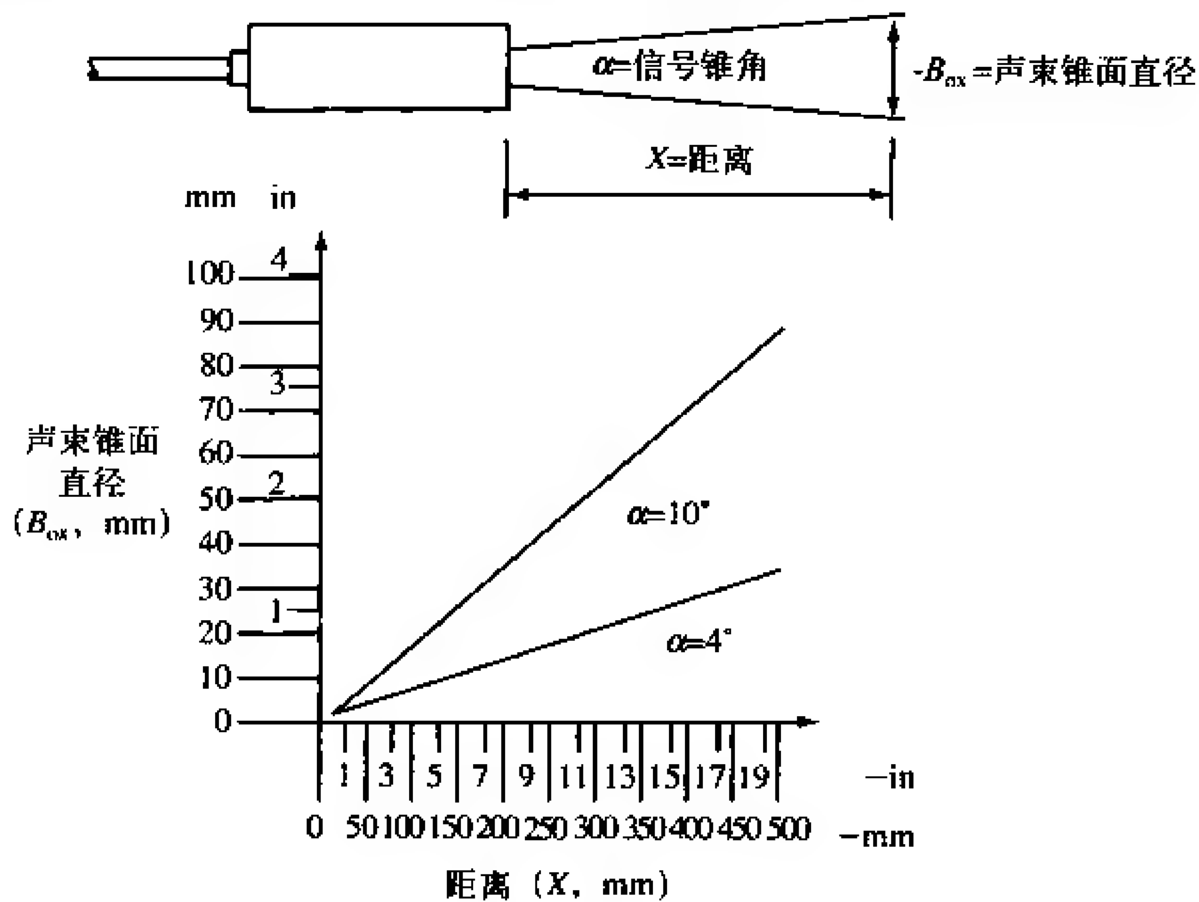


图15-1-29 声束锥角范围在3dB点内（如传感器信号至少衰减3dB的位置）。在该范围之外，也存在超声信号，但非常微弱。而且也仍然可能检测到目标。具体范围可通过试验确定

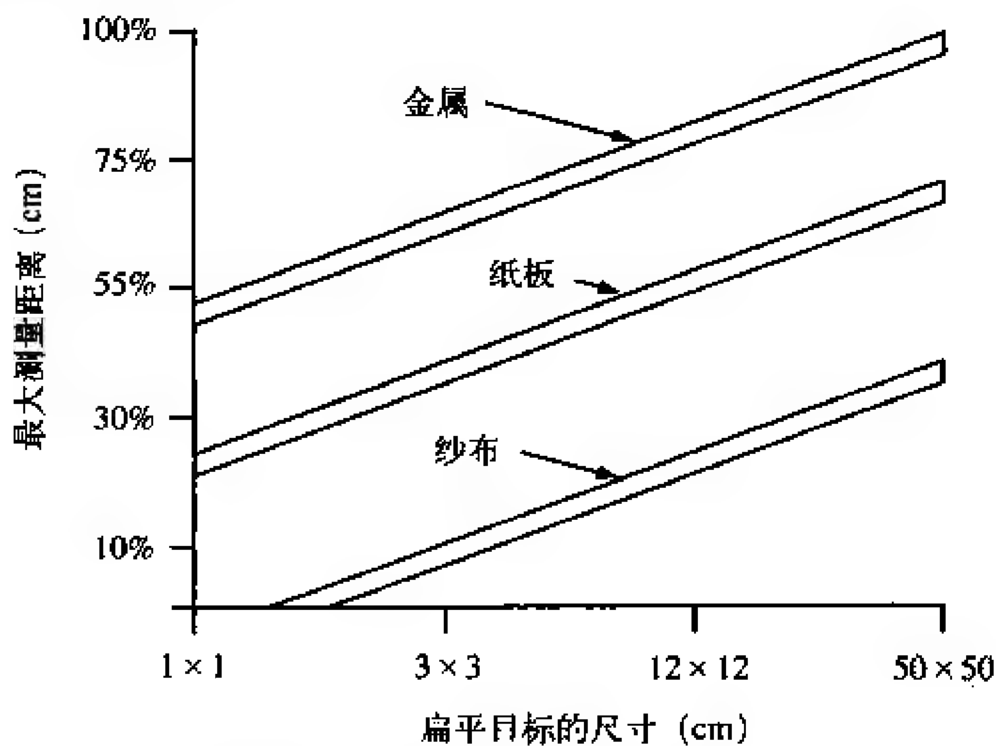


图15-1-30 最大灵敏度时的测量距离

声束锥角可以通过一个声束锥角集中器进行二等分。

标准大气压的变化对测量精度没有实质性影响。但不建议将超声传感器用于高气压或低气压变化的场合。

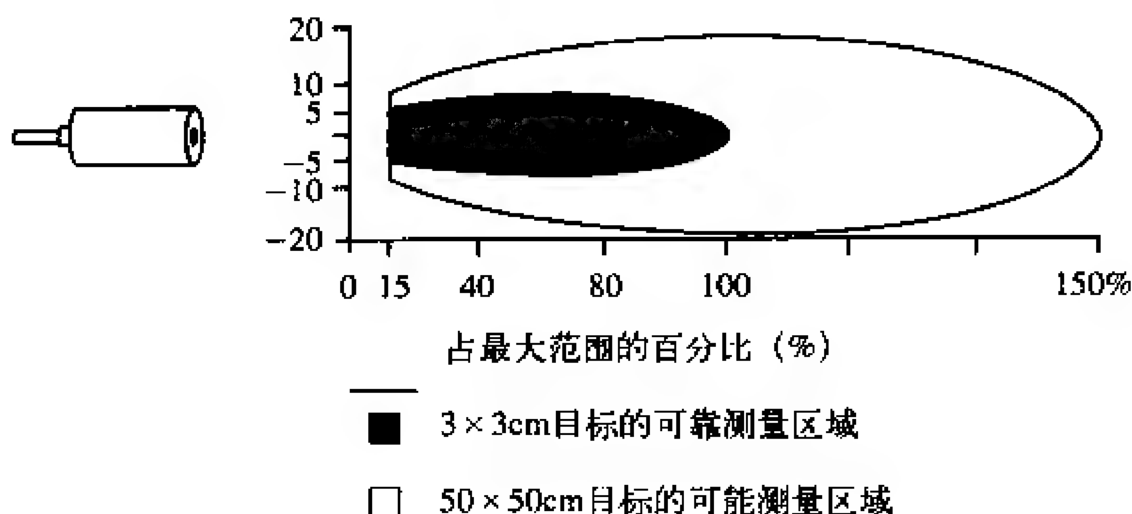


图15-1-31 目标尺寸与束斑的关系

湿度对测量的影响几乎可以忽略不计，因为相对湿度变化20%仅仅对测量产生0.07%的影响。然而，随着湿度的增加，声波的吸收也增加。因此，最大测量距离稍微减小。

空气湍流、气流以及不同密度的空气层都将使声波发生折射。也可能产生回波，但其信号被削弱或转移到接收不到回波的区域。在上述条件下，最大测量范围、测量精度和测量稳定性都将恶化。

当传感器用于强酸性或碱性空气时，可以采用硅胶作为其保护层。为了保证工作效率，必须防止这些潜在破坏性材料在传感器表面产生固体或液体沉淀物。

2. 超声传感器的接口和设计信息

抑制或同步信号的设置也是设计中需要考虑的特性。该信号可以使发射器停止工作，防止其向外发送任何信号。该信号还可用于对两个或更多彼此相邻安装且可能产生声学干扰的传感器进行多路传输或同步。对多路传感器进行抑制可保证每个给定时间内只有一个传感器发射超声信号。另外，可以将所有传感器的抑制信号线连接在一起，从而使同一时间内各传感器的发射同步。

在反射式应用中，可以采用可选的声束偏转仪将声束偏转90°，从而减小安装传感器的空间。声束偏转仪大约可以将声束的直径减小一半。在测量液体时，这将提高测量精度，同时测量范围也大约扩展至原来的125%。在测量微小零件时，声束偏转仪也非常有用。

15.1.7 接近传感器

接近传感器是低成本的固态器件。它们可以基于多种不同的技术，且具有各式各样的结构和测量范围。接近传感器的特征是运行速度快、可选择交流或直流供电、内在的高使用寿命以及与工业控制器相兼容。

电感式接近传感器能够检测所有的金属（仅指黑色金属或有色金属）。电容式传感器则能够检测所有的材料。（如15-1-32图和图15-1-33所示）。

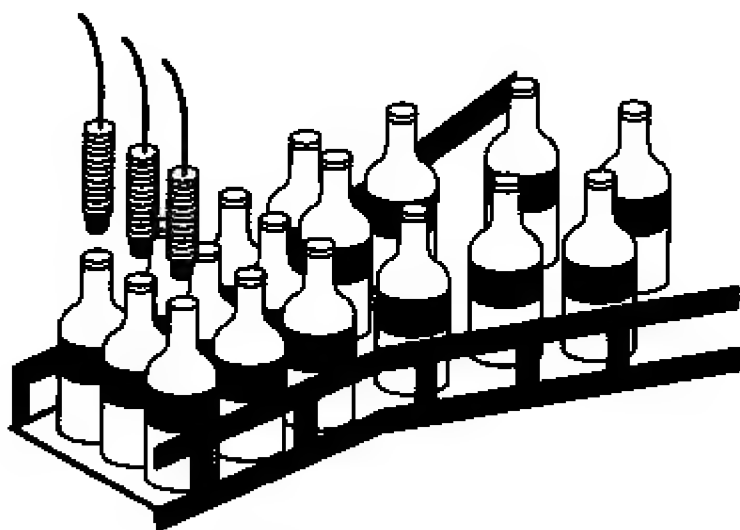


图15-1-32　接近传感器检测玻璃瓶盖

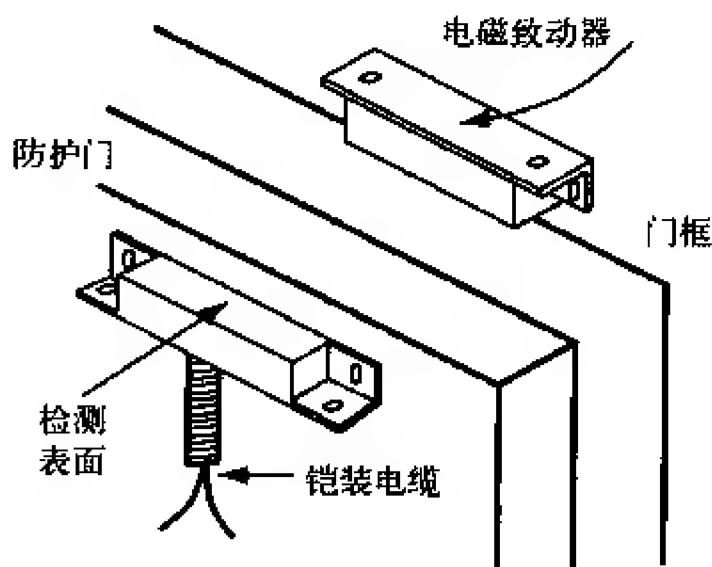


图15-1-33　作为防护门的接近传感器

电容式接近传感器具有一个振荡电场，它对所有材料都敏感，包括绝缘材料（如玻璃、橡胶和油污）和导电材料（如金属、含盐流体和潮湿木材）。其电容（*C*）是电极尺寸（*A*）、电极间距（*d*）以及电极之间材料的介电常数（*D*）的函数。如图15-1-34所示。

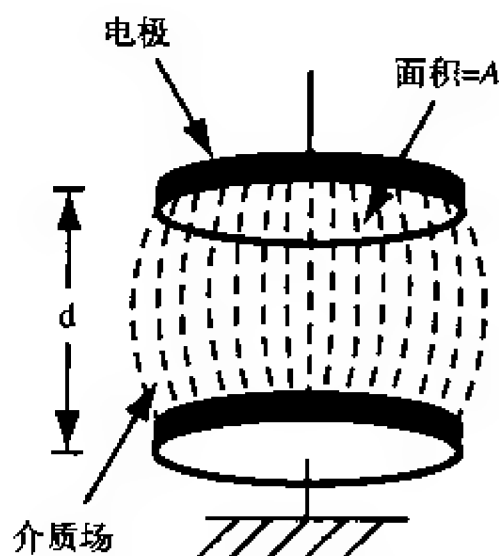


图15-1-34　电容式接近传感器的振荡电场将对目标的介电常数做出响应

图15-1-35描述了一个简单的电容式接近传感器。其顶部电极是传感器的正面。密封圈（目标）在顶部电极和地电极（金属传送带）之间通过。传感器机架使电极与地之间不存在电耦合。橡胶密封圈的介电常数（*D*）为4.0。当密封圈进入电场时，其电容值增加。传感器检测到该电容值的变化，并产生一个输出信号。

图15-1-36描述了一个金属目标（或其他导电材料）进入电场的情况。传感器检测到其增加的电容值，并将其转换成一个输出信号。

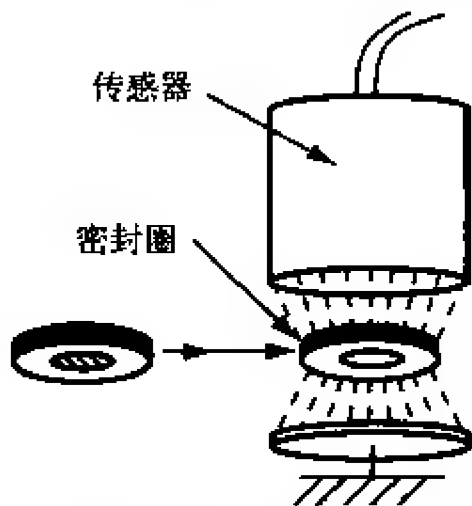


图15-1-35　电容式接近传感器可以检测密封圈目标存在时引起的电容变化

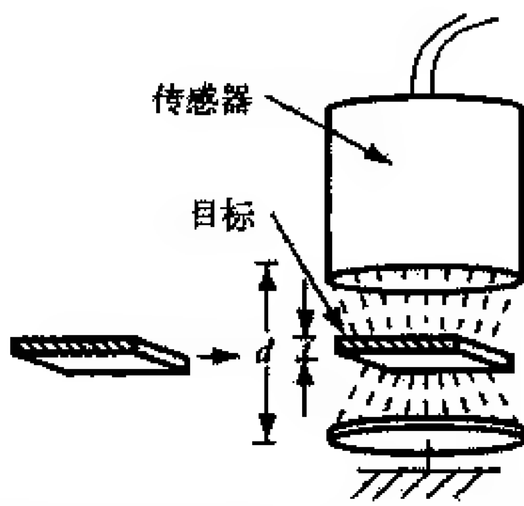


图15-1-36　金属物目标将减小电极之间的有效距离（减少至原来的1/*t*），从而使电容增加

如图15-1-37所示，玻璃瓶中导电液体的液位低于传感器。当电容值没有变化时，不存在输出。一旦流体到达传感器所在的液位，它便成为了一个地电极。即使玻璃瓶的玻璃将流体和金属板隔开也是如此。这三种材料构成了一个电容器。交变电流提供了接地路径。

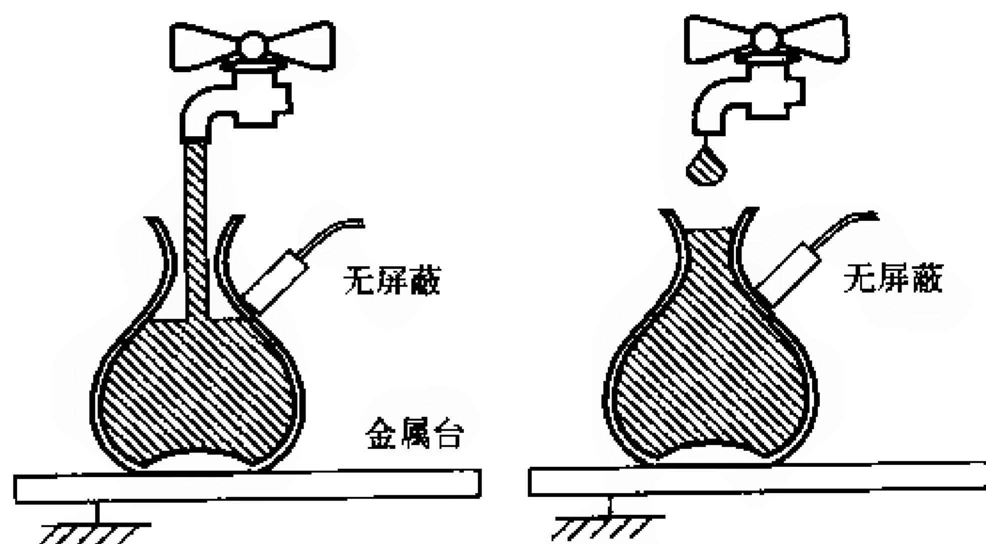


图15-1-37 一旦流体提供的地电极到位，电路将闭合并输出一个信号

图15-1-38给出了一个无屏蔽式传感器和一个屏蔽式传感器共同工作的情况。屏蔽式传感器用于对玻璃瓶进行定位，使其能够盛装液体。无屏蔽式传感器用于指示是否达到给定液位，并适时关闭开关。注意，屏蔽式传感器可以直接安装在任何固态材料上。

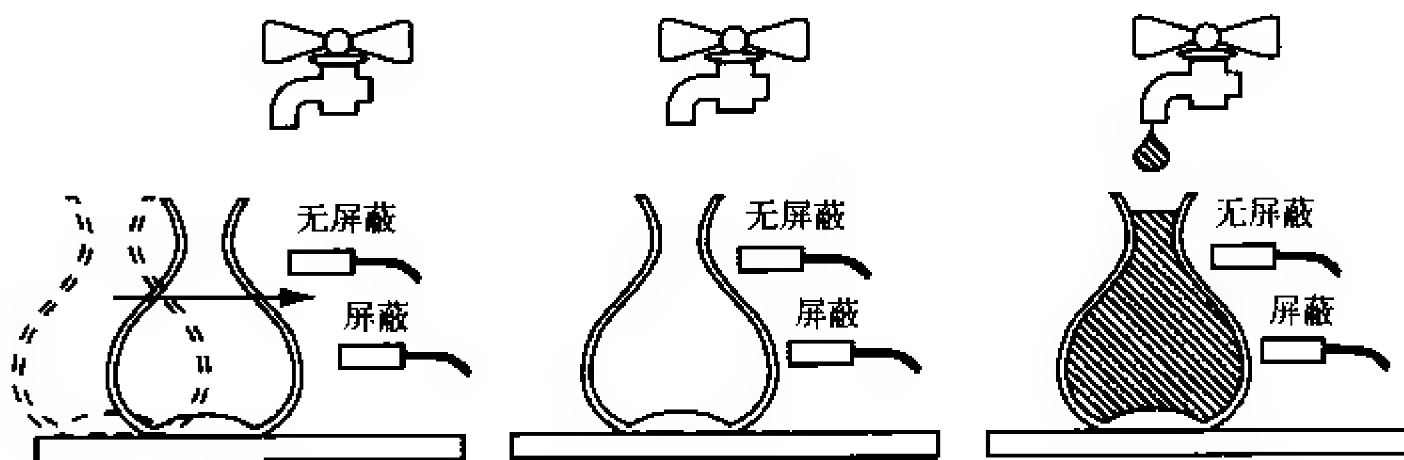


图15-1-38 当玻璃瓶靠近时所有传感器都不动作；当屏蔽式传感器检测到玻璃瓶进入其电场时，屏蔽式传感器动作；当流体到达无屏蔽式传感器所在的液位时，无屏蔽式传感器动作

如果不加任何补偿，那么任意材料进入测量区域都将产生一个输出信号。这包括溅洒到传感器表面的水滴、污垢或灰尘以及其他污染物。加入一个补偿电极后，通过产生一个补偿电场就可以解决这个问题（如图15-1-39所示）。当污染物直接在传感器表面时，两个电场都受影响，电容按照相同的比率增加。传感器不将其视为电容变化，从而不产生输出。

补偿电场非常微弱，不会扩展到远离传感器的区域。当目标进入测量区域时，

补偿电场不发生变化。传感器检测到测量电场的变化与补偿电场的变化不成比例，于是转换为一个输出信号。

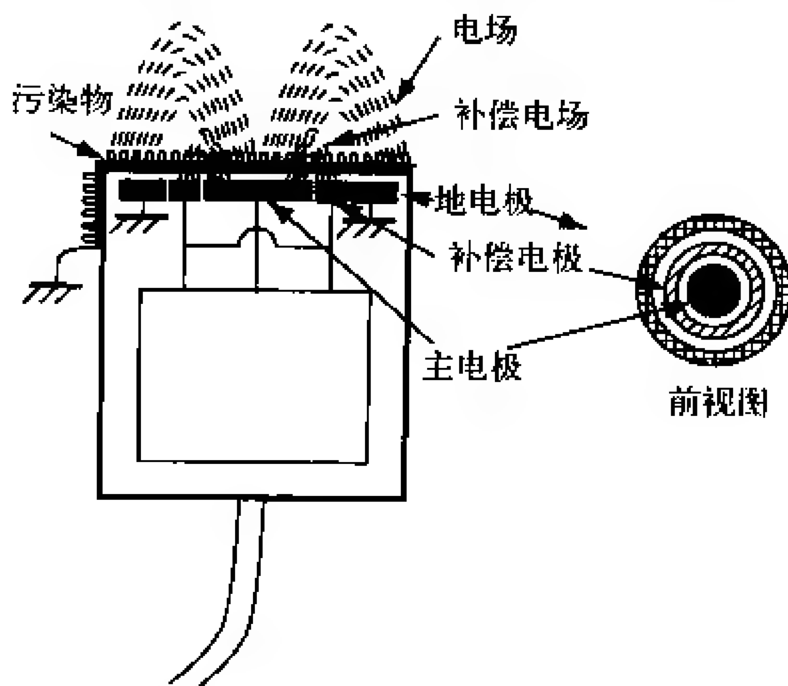


图15-1-39　具有两个测量电场（自身电场和补偿电极产生的电场）的屏蔽式传感器

大多数电感式接近开关都由一个振荡器、一个解调器、一个物位和开关放大器组成，如图15-1-40所示。

如果一个金属物体进入到振荡器线圈的电磁场中，那么在该线圈中将感生出一个涡电流，从而改变振动的幅值。解调器将该幅值的变化转换成一个直流信号，从而启动触发级并对半导体的输出级进行转换。

电感式接近传感器可以对电流接触器、电磁离合器、阀门和刹车等起作用，而不需要额外的接口组件。致动器可以是机床车架、金属工件、气压缸或钻头。事实上，几乎所有的金属（无论其形状或材料如何）都可以作为电感式接近传感器的致动器。电感式接近传感器具有各种类型的机架、测量范围、基本功能、电源电压、安装和配线方式，从而可以针对任意特定应用进行最优选型。

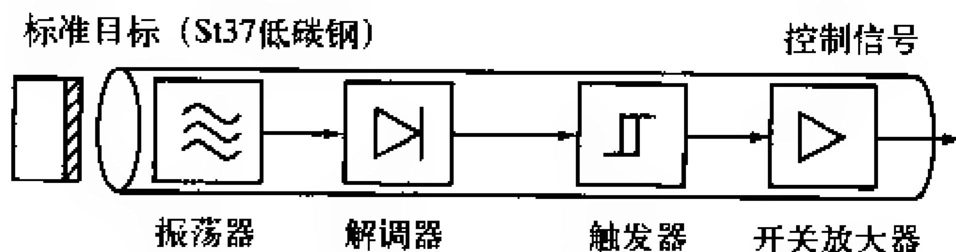


图15-1-40　电感式接近传感器的组成

1. 接近传感器的选型与说明

当要为某个特定应用选择电感式接近传感器时，需要考虑一些注意事项。首先是可用测量距离。大多数订购指南上的测量距离都是标称距离。还必须考虑目标材料、尺寸、致动方法、制造公差和温度公差等。上面所有的参数都将对可用测量距离造成影响。

标称测量距离（S_n）是传感器动作时目标与传感器的标称距离。实际测量距离可能受某些因素的影响，尤其是制造公差和温度公差。

根据器件的不同，制造公差可能引起测量距离发生高达±10%的变化。有效测量距离（S_r）是标称测量距离与10%制造公差之差。

$$S_r = S_n \pm (0.10 \times S_n)$$

另外，还必须计算温度漂移公差。在−25～+70℃温度范围内，可以认为测量距离漂移+10%。在−25～+85℃温度范围内，测量距离漂移增加至+15%。

$$-25 \sim +70^{\circ}\text{C时}，S_u = S_r \pm (0.10 \times S_r)$$

$$-25 \sim +70^{\circ}\text{C时}，S_u = S_r \pm (0.15 \times S_r)$$

现在，可以估计任意传感器的可用测量距离（S_u）。S_u是传感器始终能够工作的距离。如果目标与传感器的距离超过S_u，那么传感器的工作或许会不可靠（如图15-1-41所示）。

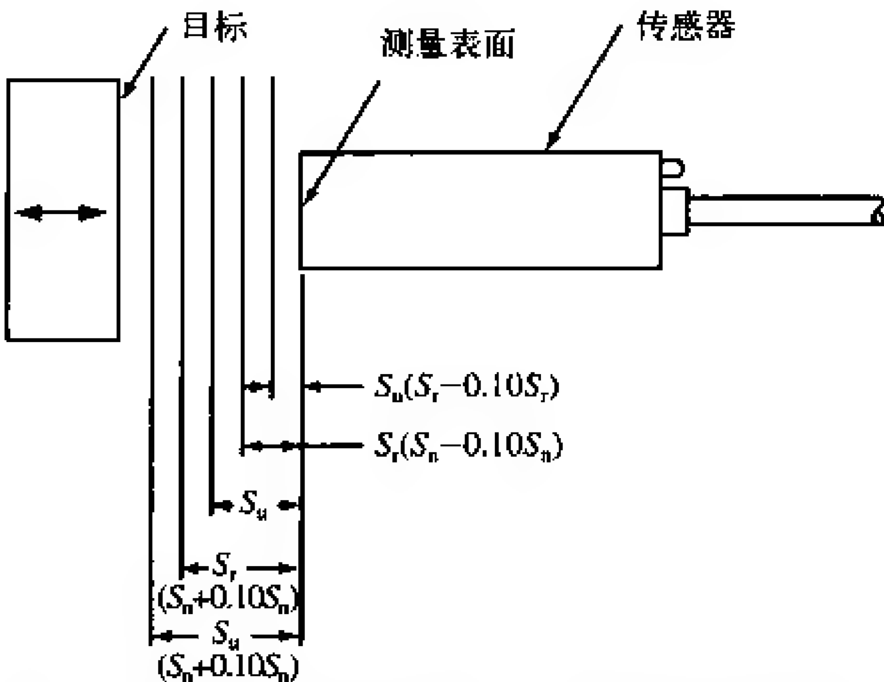


图15-1-41 标称测量距离S_n与可用测量距离S_u的关系

一旦确定了可用测量距离，就可以开始考虑实际应用条件。需要考虑三个因素。

- 目标材料。
- 目标尺寸。
- 目标出现模式。

电感式接近传感器指标中给出的标称测量距离是根据低碳钢目标确定的（根据EN 60947-5-2标准）。只要目标是不同的金属，就需要对可用测量距离进行修正。其公式是：

$$\text{新可用测量距离} = \text{旧可用测量距离} \times M$$

其中M是材料修正因子。

标准目标是一块正方形的钢铁，厚度为1mm（0.04in），各边长度等于传感器的直径。为了确定针对非标准材料的测量距离，需要使用一个相应的修正因子。表15-1-1列出了常用的材料以及它们的修正因子。

产品发布时的测量距离通过“标准”尺寸的低碳钢目标进行确定。各尺寸和样式传感器的标准尺寸通常都在制造商的订购指南中进行说明。如果期望目标不小于标准目标，那么不需要作任何修正。但较小的目标将影响测量距离。修正因子可以从应用目标的表面积与标准目标的表面积的关系中得出，如表15-1-2所示。该公式为

$$\text{新可用测量距离} = \text{旧可用测量距离} \times T$$

其中T是目标修正因子。

表15-1-1 非标准目标材料的修正因子

修正因子		修正因子	
400系不锈钢	1.15	300系不锈钢	0.70
铸铁	1.10	黄铜（MS63F38）	0.40
低碳钢（DIN 1623）	1.00	铝（ALMG3F23）	0.35
铝板（0，0.5mm）	0.90	铜（CCUF3O）	0.30

表15-1-2 非标准目标尺寸的修正因子

目标表面积	占标准测量距离的百分比	
	屏蔽	无屏蔽
25%	56%	50%
50%	83%	73%
75%	92%	90%
100%	100%	100%

在使用电容式传感器时，必须确定目标的介电常数。所有材料都有一个介电常数，也正是该常数增加了传感器对某个固定触发点的电容值。介电常数越大，材料越容易被检测到。高介电常数材料比低介电常数材料具有更远的检测距离。这使得我们可以透过由低介电常数材料制成的容器对高介电常数的材料进行检测。其中的一个示例是透过玻璃墙（介电常数是3.7）检测盐（介电常数是6）的存在。

每个应用都必须加以测试。表15-1-3中的介电常数可以帮助用户确定应用的可行性。

表15-1-3 不同目标的介电常数

材料	介电常数	材料	介电常数
丙酮	19.5	乙二醇酯	38.7
丙烯酸树脂	2.7~4.5	灰烬	1.5~1.7
空气	1.000264	面粉	2.5~3.0
氨水	15~25	R22 & 502液态甲烷	6.11
苯胺	6.9	汽油	2.2
水溶液	50~80	玻璃	3.7~10
苯	2.3	甘油	47
二氧化碳	1.000~85	大理石	8.5
四氯化碳	2.2	三聚氰胺甲醛树脂	4.7~10.2
水泥粉	4	云母	5.7~6.7
谷类	3~5	硝基苯	96
液氯	2.0	尼龙	4-5
硬橡胶	2.7~2.9	纸张	1.6~2.6
环氧树脂	2.5~6	石蜡	1.9~2.5
酒精	24	塑胶玻璃	3.5

（续）

材　料	介电常数	材　料	介电常数
石油	2.0~2.2	硅基漆	2.8~3.3
酚醛树脂	4~12	豆油	2.9~3.5
聚缩醛	3.6~3.7	苯乙烯树脂	2.3~3.4
聚酯树脂	2.8~8.1	糖	3.0
聚丙烯	2.0~2.2	硫	3.4
聚氯乙烯树脂	2.8~3.1	四氟乙烯树脂	2.0
瓷器	5-7	甲苯	2.3
奶粉	3.5~4	松节油	2.2
压榨纸板	2-5	尿素树脂	5~8
橡胶	2.5~35	凡士林	2.2~2.9
盐	6	水	80
沙子	3~5	干木材	2~6
虫漆	2.5~4.7	湿木材	10~30
贝壳灰	1.2		

如图15-1-42所示，存在两种目标出现模式。产品发布时的检测距离通常都是采用正面模式（head-on mode）确定的。还可以通过侧面模式（slide-by mode）来靠近目标，但侧面模式将使实际的传感器到目标距离减小20%。

电感式接近开关可以选择开关功能。当检测到目标时，常开电路产生一个输出电流，而常闭电路则不产生输出电流。换向电路具有两个测量输出，当检测到目标时，其中的一个导通，而另一个不导通。

2. 接近传感器的适用标准

CENELEC：欧洲电工标准化委员会，www.cenelec.org。

IEC：国际电工委员会，www.iec.ch，特别是IEC 60947-1和IFC 60947-5-1标准，对于低压开关和控制装置相关的通用规则进行了解释；IEC 529标准对外壳的保护等级进行了分级界定，它使用的是IP（International Protection）等级系统。

保护等级（EN 60529）的描述与接近传感器一致。

- IP65：可防止灰尘和液体的进入。
- IP67：在预先确定的压力和时间条件下（1m水深，最少30min）可有限制地浸入水中以及防止灰尘进入。
- IP68：可连续浸入水中而不受其影响。

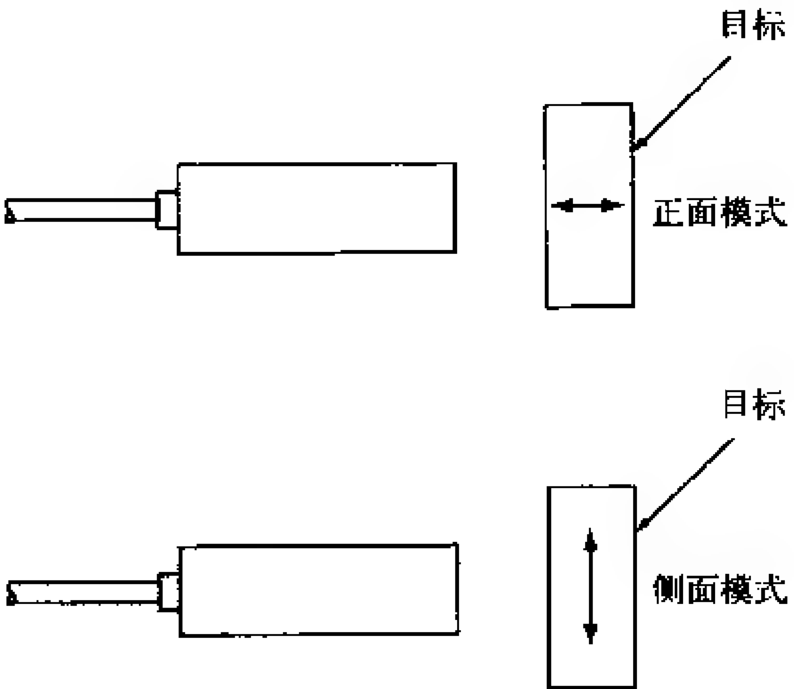


图15-1-42　目标有正面和侧面两种出现模式

NEMA：美国全国电气制造商协会（www.nema.org）。NEMA像IEC 529标准一样对外壳的保护等级进行了分级界定，但它包含了IEC 529标准所不具备的环境条件测试，如铁锈、油污等。

UL：保险商实验室（Underwriters Laboratories，www.ul.com）。

3. 接近传感器的接口和设计信息

在使用电容式传感器时，有屏蔽的电容式传感器可以直接安装，但无屏蔽的传感器则需要进行隔离，即测量面周围应当是一块无材料区域。为了防止误操作，应当清除屏蔽或无屏蔽传感器正对面的材料。如图15-1-43所示。

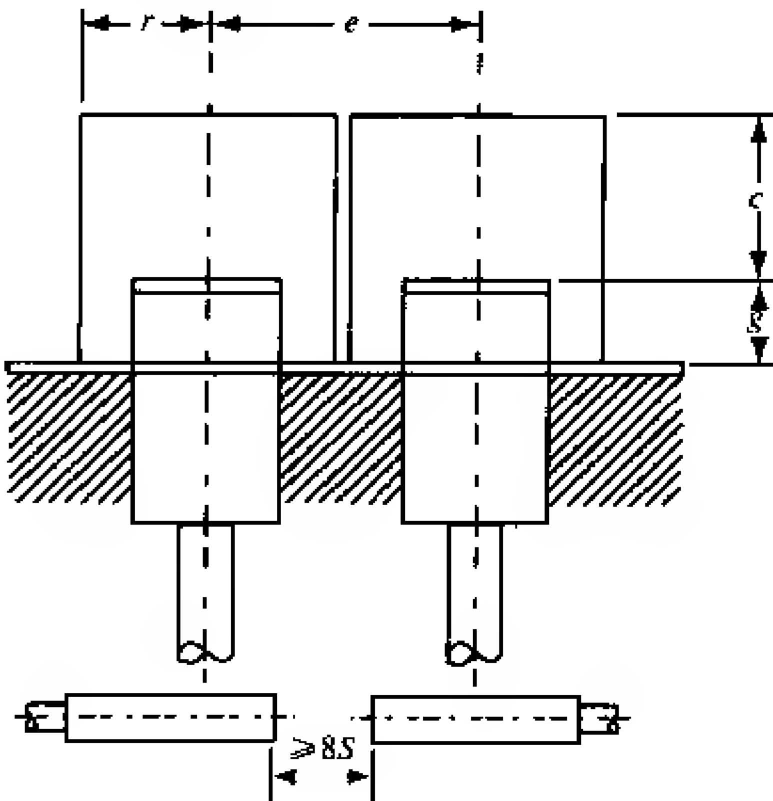


图15-1-43 无屏蔽式接近传感器需要进行隔离

当两个或两个以上的传感器相邻安装时，为了防止在这些器件中出现串扰和干扰，应当对每两个器件都进行隔离。有屏蔽的电容式接近传感器之间的安装距离（中心距）应当不小于检测面的直径。无屏蔽传感器的间距有所不同，应当是标称测量距离的三到四倍。

当有屏蔽或无屏蔽传感器面对面安装时，其检测面的间距至少为检测距离的八倍。为了确保两个有屏蔽或无屏蔽接近开关都正常工作，并减小来自相邻金属物体的错误信号的可能性，应当如图15-1-44那样设计最小距离。

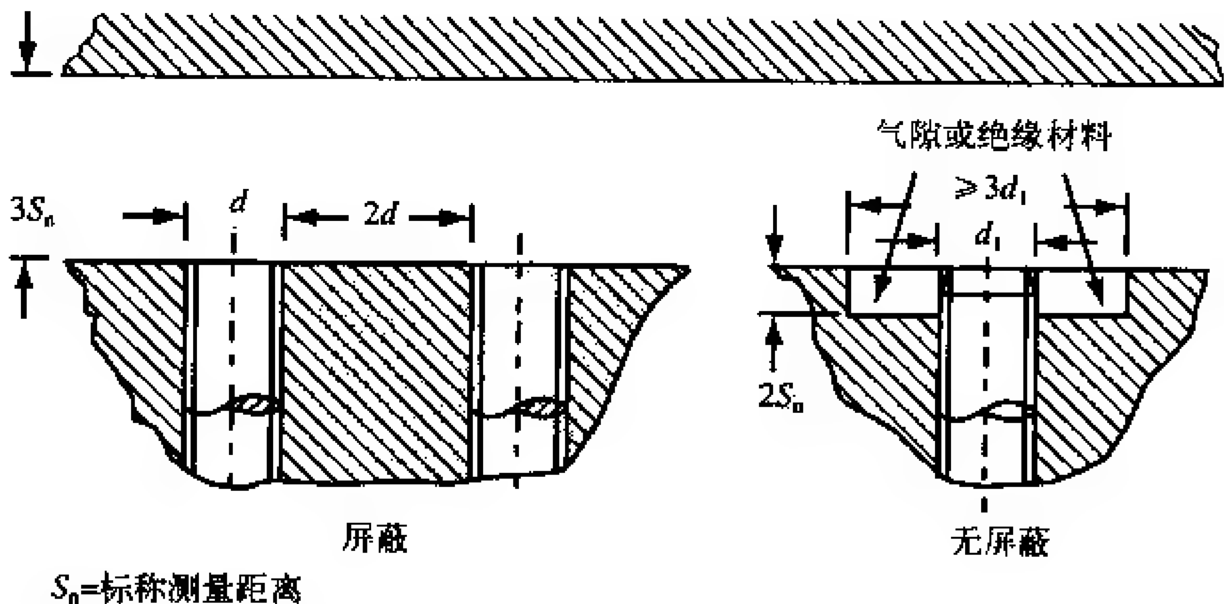


图15-1-44 接近传感器之间的最小距离

对于正对面安装或侧面安装的无屏蔽接近开关来说，最小可允许的间距如图15-1-45所示。

图15-1-46反映了开关迟滞现象。它表示的是轴向或径向目标到达与离开时开关开启与开关关闭之间的差值。通常，它是真实测量距离（S_r）的3%~15%。

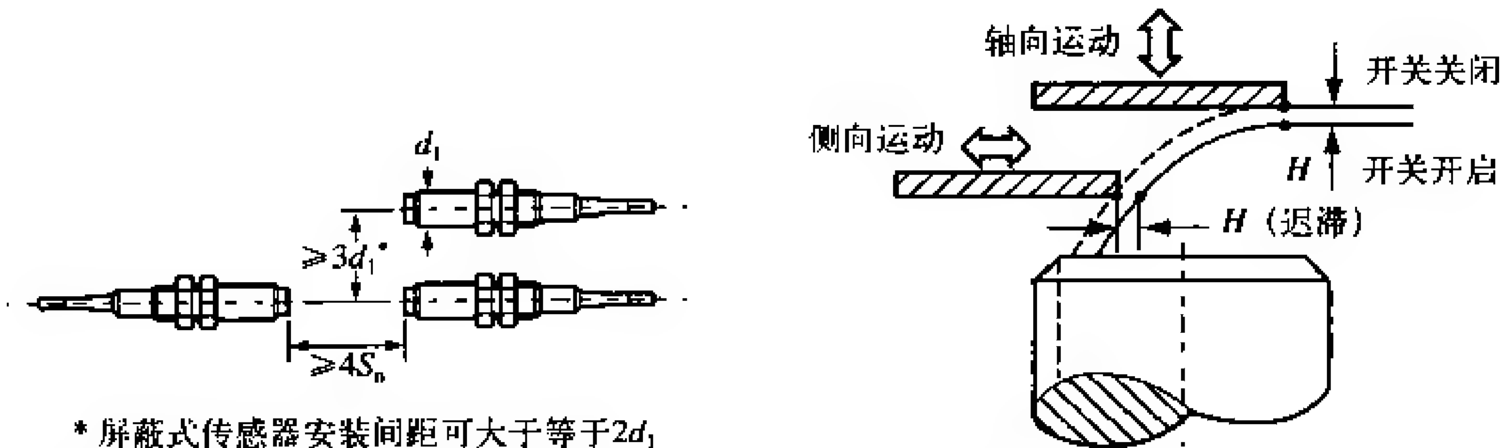


图15-1-45 无屏蔽式传感器的最小安装距离

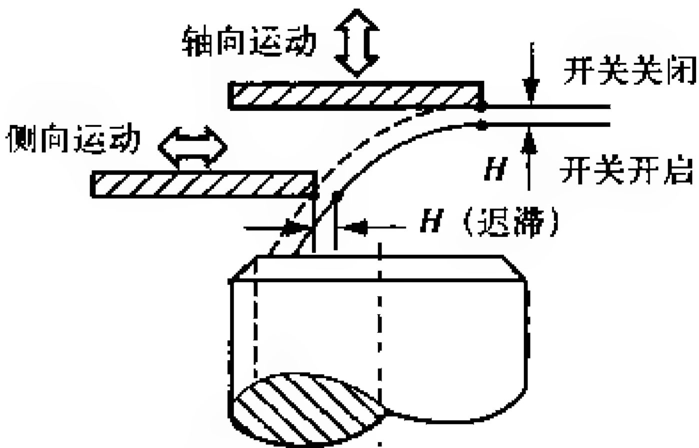


图15-1-46 开关的迟滞性

为了测量最大开关频率，需要根据EN 60947-5-2标准执行两个测试，并根据下式进行计算

$$f = 1 / (t1 + t2)$$

其中，$t1$是"开关启动"周期的持续时间，$t2$是"开关关闭"周期的持续时间（如图15-1-47所示）。

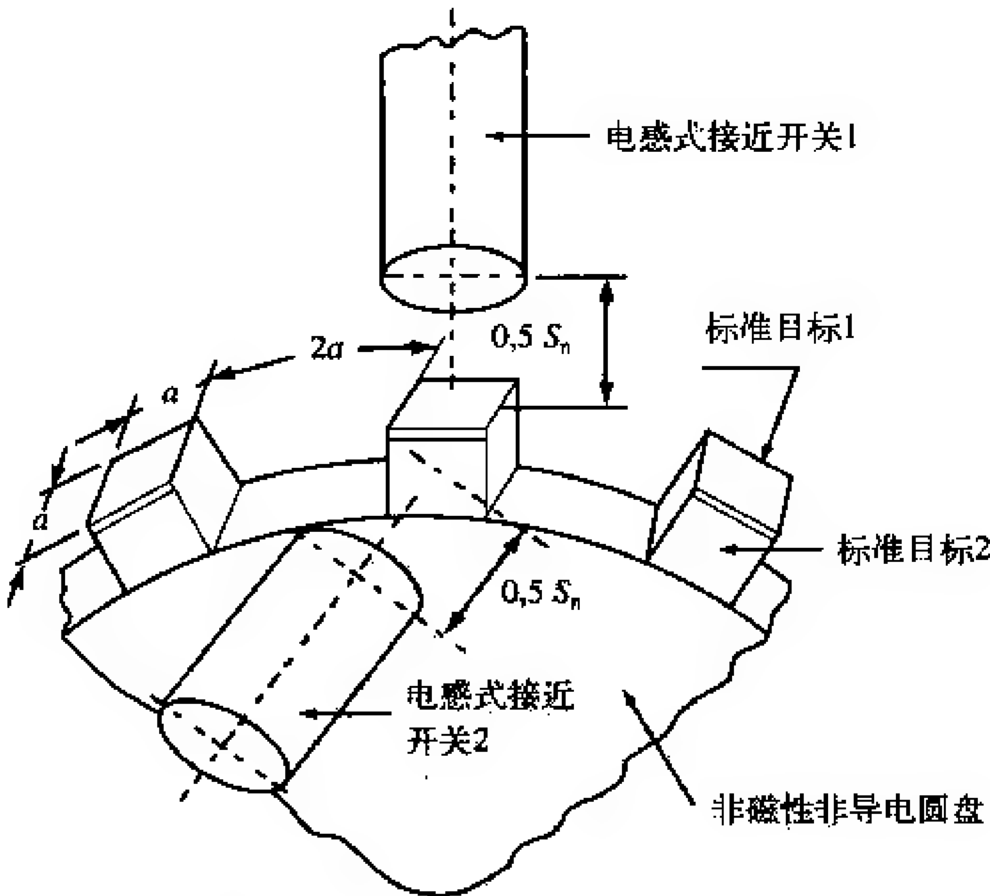


图15-1-47 测量最大开关频率的方法

大多数直流接近开关都采用常开、常闭或换向电路，并且存在NPN或PNP集电极开路输出等几种选择。

• 工作电压（V_B）

工作电压的选取应当满足如下要求：5%的残余纹波不能使工作电压降至最小设定值，10%的纹波不能使工作电压超过最大引用值。

• 电压降（V_d）

输出降至零时接近开关的最大电压降。

• 残余电压（V_r）

无测量输出时负载处的电压降。

• 最大负载电流（I_a）

在标称条件下，当电流超过最大负载电流时，接近开关的输出不能被驱动。

• 残余电流（I_r）

无输出时流经负载的最大电流。

• 空载耗电流（I_0）

无负载时标称条件下开关的电流消耗。

• 保持延迟（t_v）

从工作电压开启到传感器进入"准备好"状态之间的时间间隔。由振荡器的瞬态能力决定。

• 串联和并联电路

如果需要，可以将电感式接近开关进行串联或并联连接。串联连接时，两个或多个三线制开关（直流）或两线制开关（交流或直流）的电压降将变得很大。为了驱动负载，必须确保输出电压足够大。NPN型三线制开关必须连接至一个公共的正极端子，而PNP型接近开关则连接至一个公共的负极端子。串联连接起"与"函数的作用。

集电极开路输出的两线制接近开关（交流）和三线制接近开关（直流）可以进行并联连接。为了防止激活负载（继电器或电磁开关的保持电流），残余电流之和必须非常小（可忽略）。对于具有集电极电阻的三线制接近开关来说，建议使用二极管对测量输出进行解耦。接近开关的并联连接可以实现"或"函数的作用。

还可以往电感式接近传感器中添加逻辑卡。逻辑卡接收接近传感器的信号，将其放大并修改输出，使其以一种特定的方式进行响应（由时间延迟、脉冲或其他逻辑决定）。除了对输出器件进行操作外，逻辑卡的输出信号还可以作为其他用户逻辑卡的输入，这通常由一个控制模块来完成。

单触发（脉冲）逻辑是用一个单一的固定脉冲来响应传感器的变化。它通常用作运动零件的前缘检测器，即第一次出现时需要执行一个单一操作，而连续出现时则不需要再次执行。

维持（锁定）逻辑可以用于检测需要手动去除的零件。在操作员复位之前，输出一直是连续的。复位之后，即使初始目标仍然在传感器前面，输出也将不再被触发。

接通延迟使得传感器变化之后不会马上被触发，而只有在输入信号超过一个预设的时间延迟之后才触发。例如，它可在以某个特定时间间隔往传送带送料的应用

中进行堵塞检测。下游的速度放慢或完全中断将造成更慢的通行速度，这可认为是发生了过载或堵塞，从而产生一个输出以警告或关闭设备，直到原因排除。一个相似的装置可产生一个中止开启的输出信号，甚至当原因被修正之后仍然如此，直到操作员进行手动复位。

接通/关断延迟主要用于在振动加料器和传送带上进行堵塞检测。开启延迟检测堵塞的发生，而关闭延迟则为清除测量区域内的堵塞提供必要的时间。

零速检测可为一般的堵塞检测提供切断操作。该检测中，产品可能在传感器面前停留了很长时间间隔（取决于堵塞是在上游还是下游）。如果时间间隔超过了某个预设的时间，输出则关闭该设备。

15.1.8 光电传感器

光电传感器对所有类型的物体都能够响应，不管该物体是大还是小、透明还是不透明、发亮还是黯淡、静止还是运动。它们可以检测几毫米到100m距离远的物体。光电传感器的发射器一直处于工作状态，直到其接收器检测到它产生的光束。当光束被隔断时，就检测到了物体的存在。

发射器的光源是经过调制的抗震发光二极管（LED）。其光束可以是红外光、可见红光或绿光，它在短时间内以很高的电流进行转换，从而产生一个高能脉冲，实现较长的扫描距离或在恶劣环境下的穿透力。脉冲调制也意味着器件具有较低的功耗。

接收器包括一个光敏晶体管（当光照射在该晶体管上时，它会产生一个信号）。之所以采用光敏晶体管是因为它具有最好的LED光谱配色，而且具有快速响应和温度稳定性好等优点。通过调整接收器电路，可以使其对LED脉冲调制频率周围的某个窄带进行响应，从而获得非常高的抑制环境光和噪声的能力。调整接收器使其只对某个特定相位的脉冲调制光束响应也可以进一步增强上述效应。

各种光纤电缆和敏感元件的出现使得光电传感器可应用于许多空间受限或危险环境应用场合。这些传感器还可以检测高速行进的物体；如果必要，还可以以高达8kHz的频率进行检测。

1. 光电传感器的选型与说明

光电控制器存在几种不同的扫描技术。

回射扫描的发射器和接收器位于同一个单元内，其光束通过一个反射镜到达接收器，如图15-1-48所示。其优势是单边安装、容易对准并且容易在接收单元的微小空间内安装反射镜。反射镜可以是丙烯酸圆盘或面板，也可以是切成合适尺寸的反射式磁带。反射镜越大，就有越多光可以反射到接收器上，从而有更远的扫描距离。

偏振扫描具有回射扫描的所有特点，但增加了一个偏振棱镜，如图15-1-49所示。当光波打在反射棱镜上时，它将发生90°偏转，并在返回时通过接收棱镜。当检测发亮表面时，这可以防止错误的反射。

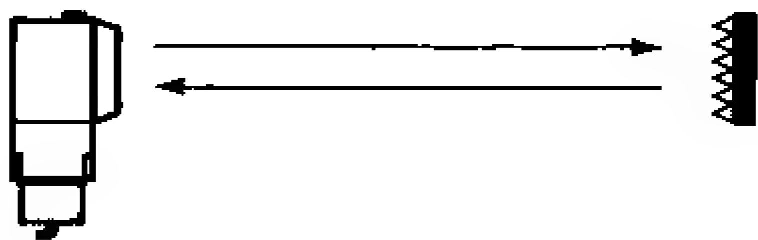


图15-1-48 回射扫描

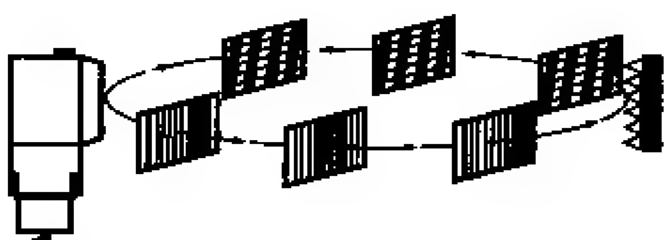


图15-1-49 偏振扫描

为了可靠地激活回射扫描和偏振扫描，大约需要接收80%的有效光束（如图15-1-50所示）。有效光束的直径与末端反射镜和光电传感器的棱镜尺寸相同。

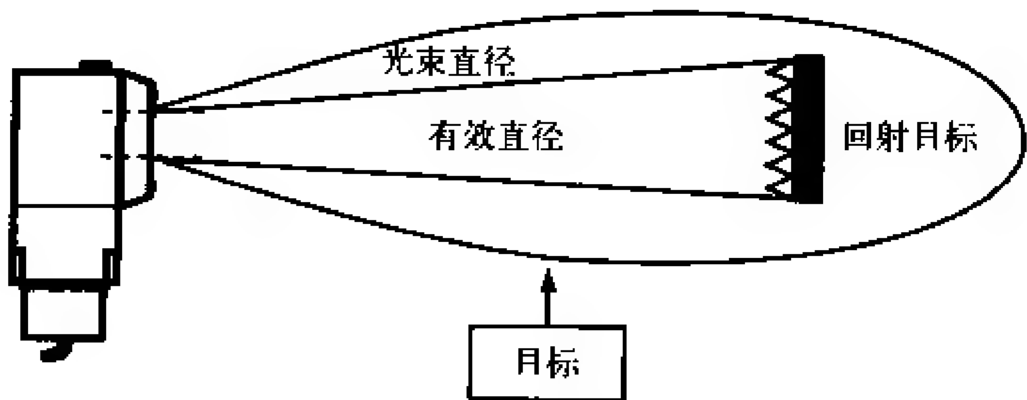


图15-1-50 回射扫描和偏置扫描的有效光束

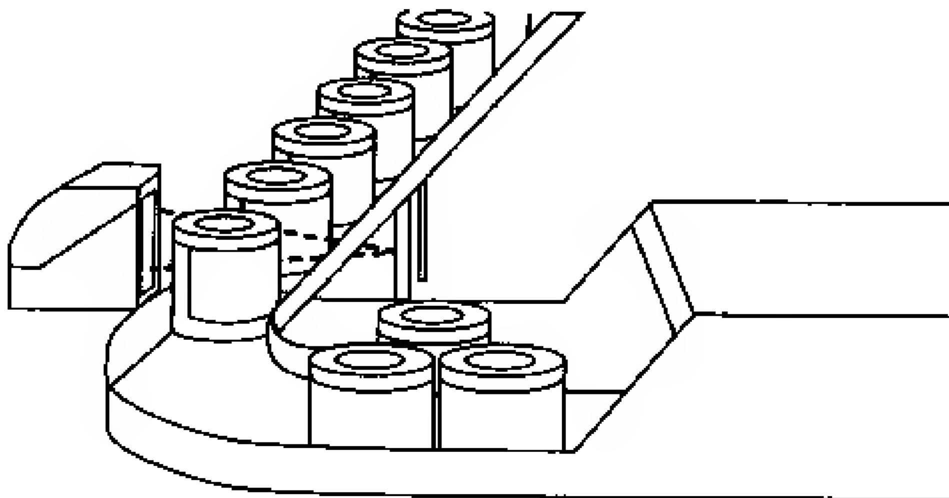


图15-1-51 使用偏振回射式光电传感器来检测高反射性物体

如图15-1-51所示，使用偏振回射式光电传感器可以在传送带控制中检测到高反射性的物体。偏振控制装置仅对角立方体棱镜做出响应，而忽略从目标反射回来的光线，从而可以确保目标始终接收光束。

在自动装配线上，可以通过对目标各侧边反射差的记忆来控制零件的正确方向。使用图15-1-52中基于微处理器的光电传感器，可以很容易实现这一功能，且所有需要做的工作仅仅是按下自动调整按钮。

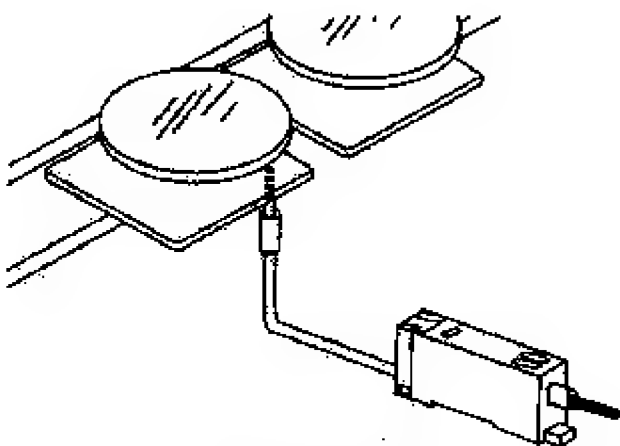


图15-1-52 基于微处理器的光电传感器可以记住目标的反射差

在图15-1-53所示的直通扫描（through-scan）技术中，发射器和接收器彼此分离且面对面安装，因此发射器产生的光线直接照射到接收器上。该扫描模式的可靠性最高（接收器很难接收到错误的反射光线），在污染环境中有很好的穿透力，同时还具有很长的扫描距离。如图15-1-54所示。如果需要相邻安装多个直通扫描系统，那么应当使一个系统的发射器紧挨着下一个系统的接收器，这样才能够避免某个系统检测到其他系统的光信号。



图15-1-53 直通扫描

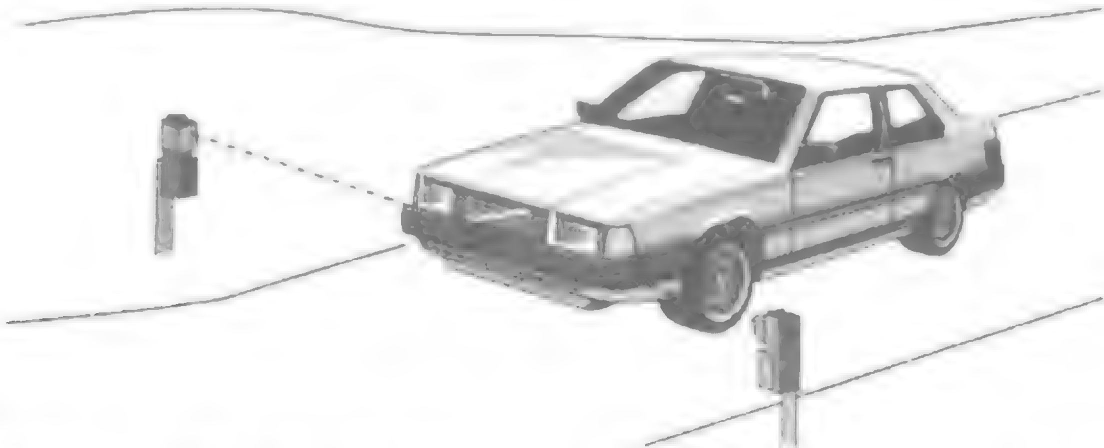


图15-1-54 长距离快速任务光电传感器可用于户外环境，解决收费站和自动安检门等位置的交通控制问题

为了可靠地激活直通扫描，接收器必须接收到大约80%的有效光束。有效光束的直径与发射器和接收器棱镜的尺寸相同，如图15-1-55所示。

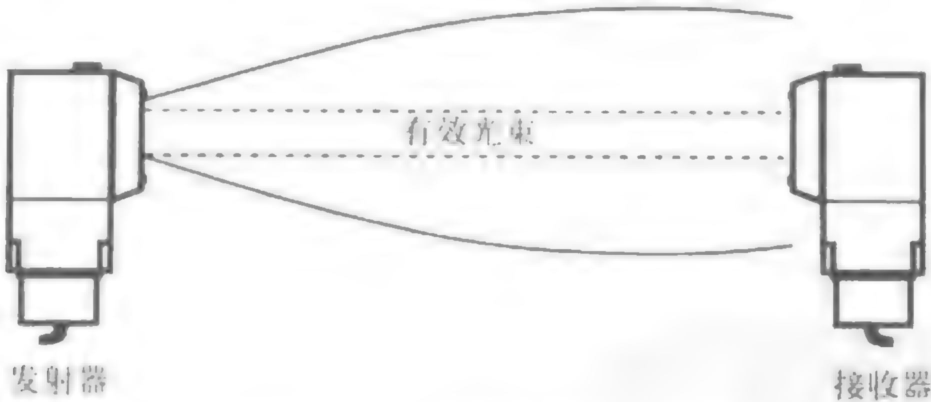


图15-1-55 直通扫描的有效光束

在漫射扫描中，发射器和接收器处于同一个机架内，且发射光束直接通过目标反射到接收器上（如图15-1-56所示）。漫射扫描模式主要用在由于空间限制而无法使用反射镜或者需要检测某个特定目标的场合。如图15-1-57所示。由于反射光是漫射式的，因此需要相对较清洁的环境而且扫描距离较短。漫射扫描传感器的最大扫描距离是根据10 × 10cm的白色卡片来确定的。如果实际目标的反射率比白色卡片的反射率低，那么扫描距离将会更短。反之，如果实际目标的反射率比白色卡片的反射率高，那么扫描距离相应增加。

带背景抑制的漫射是一种特殊类型的漫射扫描。如图15-1-58所示，采用两个接收器和一套可调的光学系统，可以对目标实施可靠检测，同时去除目标后面的背景。当黑色物体位于高反射背景（如不锈钢、白色传送带等）的前面时，这种漫射扫描模式将非常有用。

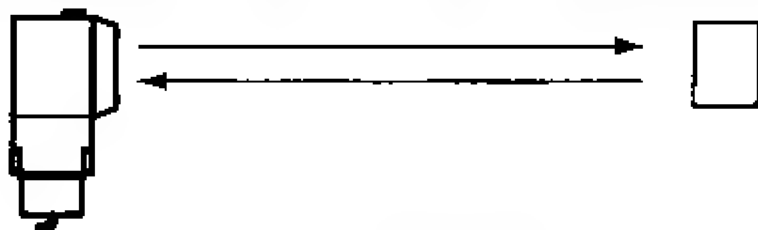


图15-1-56 漫射扫描

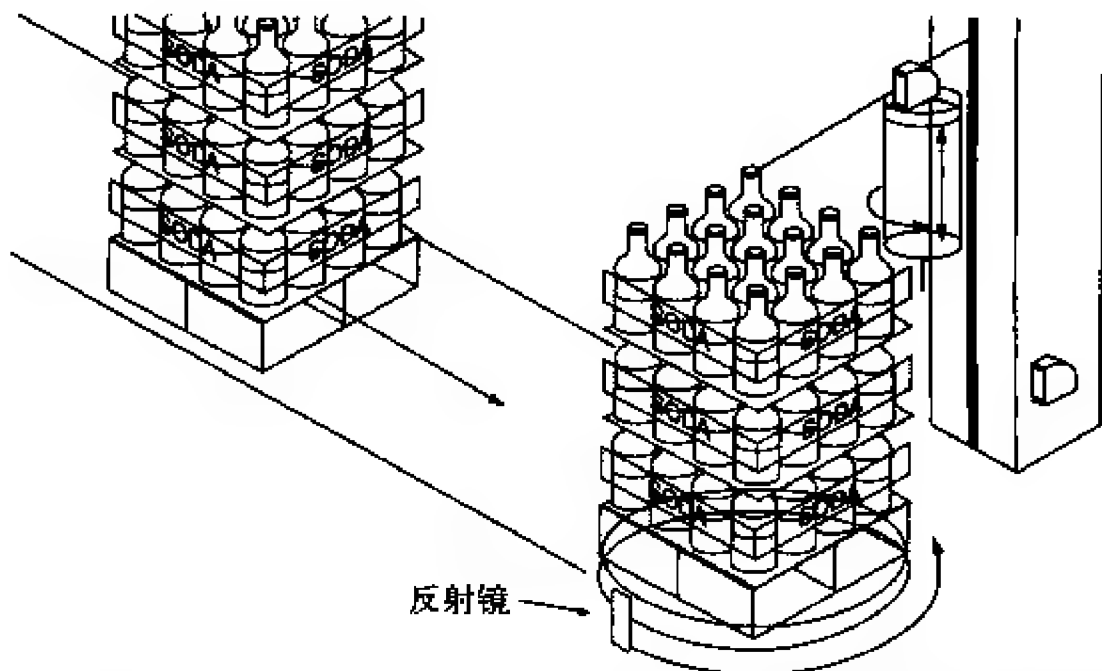


图15-1-57 具有时间延迟的偏振和漫射光电传感器可用于检测目标的存在性和高度，从而对货盘化包装过程和包装机进行控制

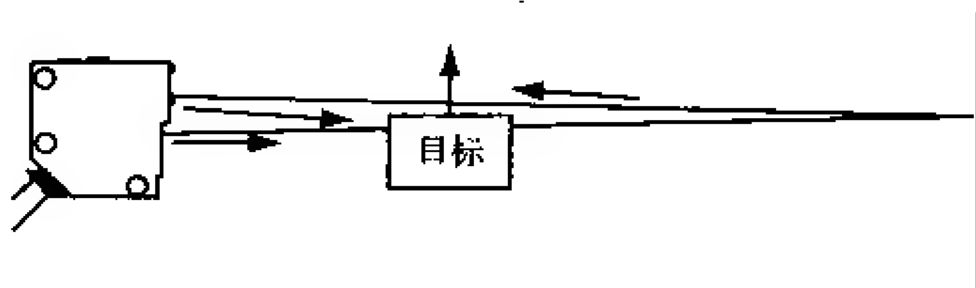


图15-1-58 带背景抑制的漫射扫描

会聚光束是另一种特殊类型的漫射扫描。如图15-1-59所示，专门的棱镜将光束会聚到调节装置之前的一个固定焦点上。会聚光束在产品定位和消除背景反射方面非常有用。采用可见红光或绿光的会聚光束在目标（可检测颜色标志）上产生一个集中的小光斑。目标是在会聚光束调节装置的“测量窗口”内被检测到的。目标反射率增加时，该窗口增大；反之，目标反射率降低时，该窗口减小。如图15-1-60所示。

如图15-1-61所示，光纤光电传感器采用直通扫描或漫射扫描的光纤电缆。通过这些电缆，我们可以在空间受限的区域内对目标进行检测，或者可以检测非常小的目标。电缆可以是塑料的，也可以是用户可切割的玻璃纤维。玻璃和不锈钢电缆非常结实，且可以抵抗高温。不同的电缆样式可以解决许多不同的应用问题。如图15-1-62所示。

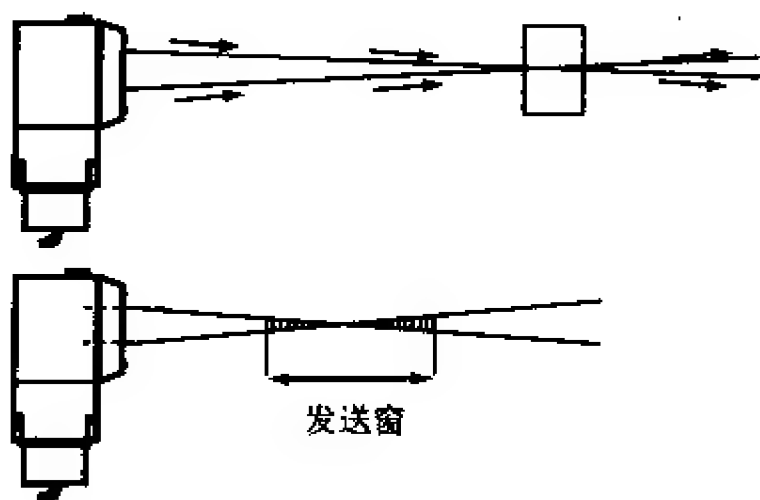


图15-1-59 会聚光束扫描

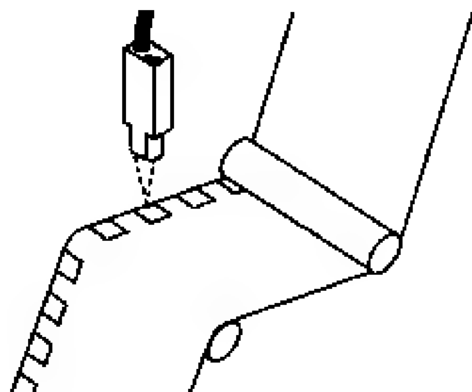


图15-1-60 可见红光或绿光的会聚光束光电传感器的光斑很小，可精确检测包装中的颜色标志

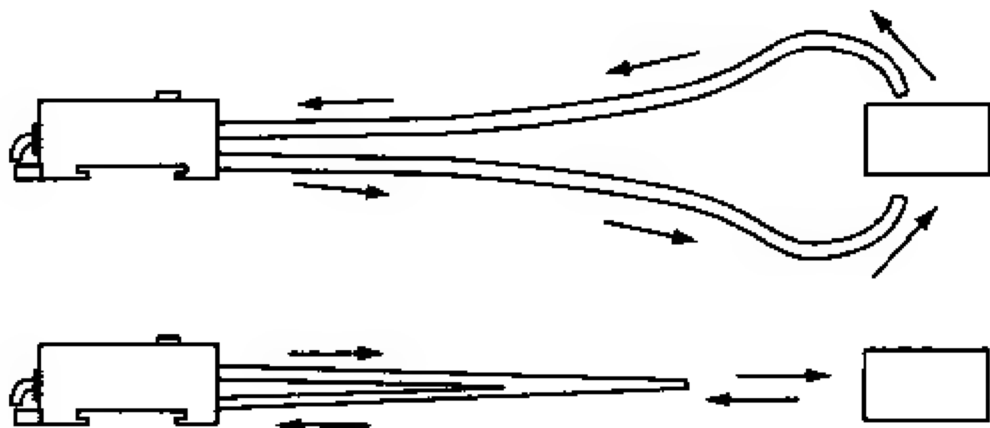


图15-1-61 光纤光电传感器

光电传感器的设计扫描距离是在清洁环境中可确保的最小工作距离。对于回射扫描光电传感器来说，该距离是采用100%效率的反射镜获得的，而漫射式光电传感器则采用规定尺寸（通常是10×10cm）的白色柯达纸获得。使用其他材料将影响漫射扫描距离，如下所示。

- 柯达白色相纸，100%。
- 铝，120%~150%。
- 棕色牛皮纸，60%~70%。

响应时间是系统发生光学变化到输出变为ON或OFF时的时间间隔。

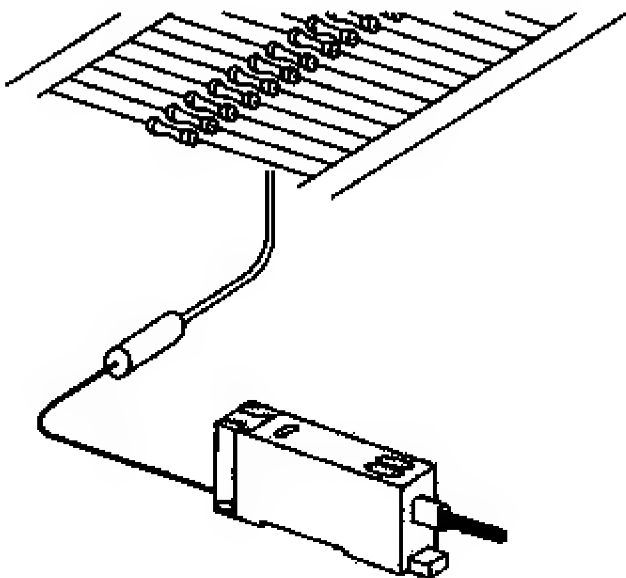


图15-1-62 采用微小直径漫射扫描光纤电缆的光电传感器可以检测电子元件的导线

工作频率以每秒钟的周期数（Hz）进行测量，并由下式进行计算

工作频率=1/（ON响应时间+OFF响应时间）

2. 光电传感器的接口和设计信息

光电传感器具有Light和Dark两种工作模式（LO/DO）。在LO模式时，当接收器接收到光线时输出为ON；当接收器上没有光线时，输出为OFF。在DO模式时，当接收器上没有光线时，输出为ON；当接收器收到光线时，输出为OFF。

如今，许多光电传感器具有自诊断的LED指示灯和输出。大多数都装备了对未对准或棱镜表面污染物引起的故障进行前期预警的LED指示器。通常，LED反映了稳定Light或不稳定Light条件，如图15-1-63所示。

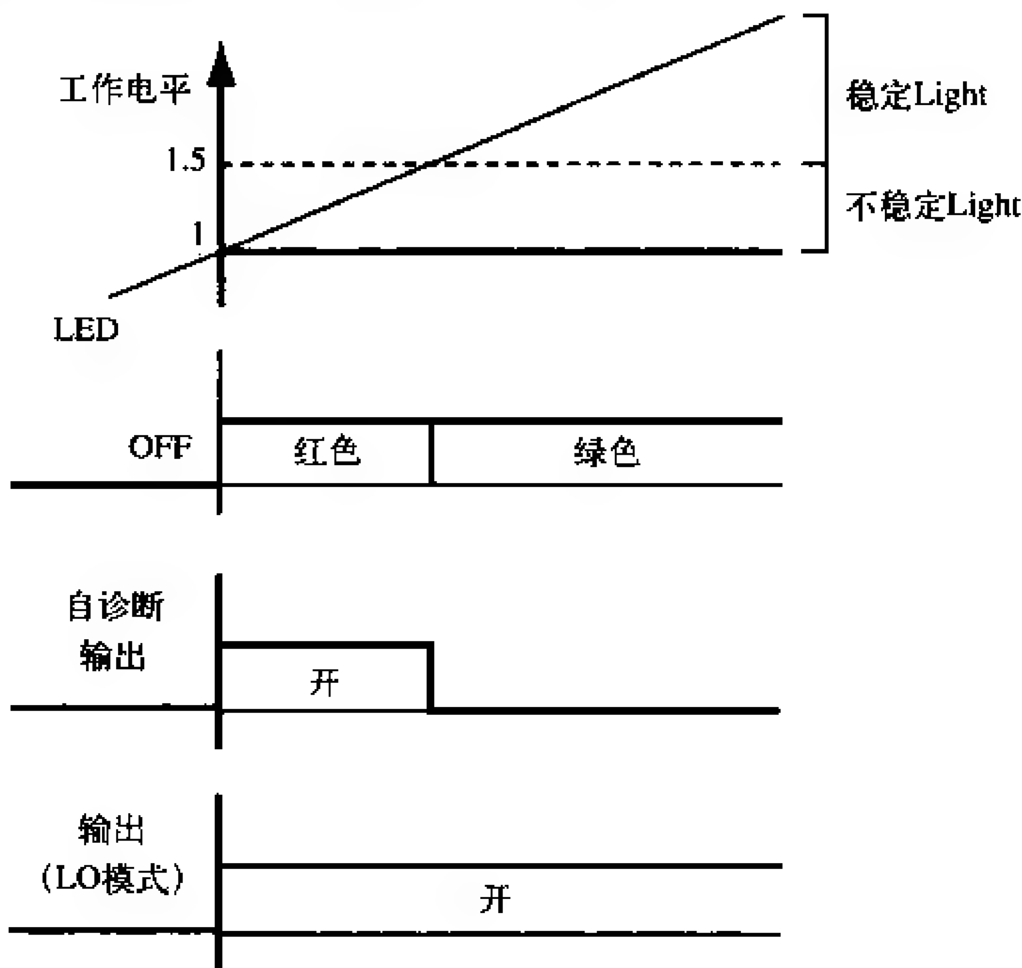


图15-1-63　LED指示了稳定Light和不稳定Light条件

稳定Light：绿色LED灯亮表明，光电传感器正在接收至少是传感器最小工作光强1.5倍的光线（正常工作）。

不稳定Light：绿色LED灯变为红色（或变为OFF）表明光电传感器正在接收光强为传感器最小工作光强1~1.5倍的光线。传感器仍在工作但处于工作与不工作的边缘。

某些光电传感器还额外提供了远程自诊断输出。当传感器工作在不稳定Light条件时，该输出激活。该信号可接至PLC或直接接到一个报警电路，从而让远程用户知道有一个不稳定的传感器。因此可对该传感器进行调整（对棱镜进行清洁、对准等），以防止中途停工。

某些新型光电传感器具有能够同时提供“Dark”条件和“Light”条件信息的LED指示器。在这些传感器中，绿色LED灯除了表明传感器是否工作于稳定Light和不稳定Light条件之外，还表明传感器是否工作于稳定Dark或不稳定Dark条件（如图15-1-64所示）。

稳定Dark：绿色LED灯亮表明发射光束完全被光电传感器的接收元件所接收（正常工作）。

不稳定Dark：绿色LED灯不亮表明光电传感器的接收器仍然接收到了部分光线。

但它不足以达到使传感器工作的光强，只是处于边界条件。如果该边界条件持续一个完整的工作周期，绿色LED灯将闪烁，并激活一个远程的自诊断输出。

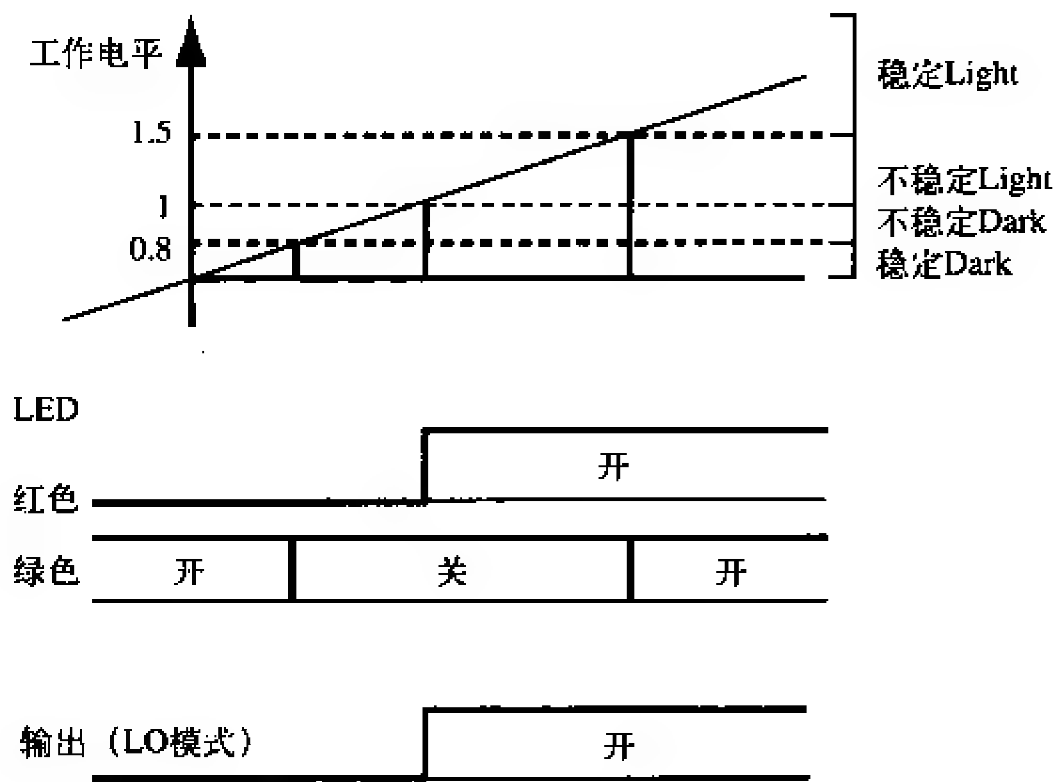


图15-1-64 LED也能指示稳定Dark和不稳定Dark条件

15.1.9 最新进展和未来展望

位置传感器用于指示对象的精确位置。对象可以是一个定义好的目标，或者是控制周围过程或改进其效用的人类。新型电子器件的采用改进了传感器的整体特性，并在传感器层级增加了更多的功能。诊断功能和便于使用的校准特性对控制系统进行了极大地改进，并缩短了安装时间。

在为某个应用选择正确的测量技术时，通信模式变得越来越重要。制造商对各种技术进行组合的能力也是一大优势，这具体取决于应用本身以及如何最好地解决应用问题，而测量技术正是打开此扇大门的一把钥匙。因此，重点不在于技术本身，而在于满足应用需求的最有效方式。

通信需求（尤其是为了改善过程控制而从远程位置接收实时数据的能力）正在持续增长。由于无线技术极大地改进了实时数据的流动模式，因此它成为如今的一个热点话题。很可能在不远的将来，传感器不仅能够与远程控制区域通信，还可以在它们本身之间进行通信。某些局部控制回路也可用于对过程进行优化，并确保始终满足质量和安全要求。

15.1.10 参考文献与资源

1. " Hall Effect Sensing and Application," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/hallbook.pdf
2. "Applying Linear Output Hall Effect Transducers," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/

sensing/prodinfo/solidstate/technical/c20084.pdf
3. "Current Sink and Current Source Interfacing for Solid State Sensors," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/c20078.pdf
4. "Interfacing Digital Hall Effect Sensors," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/c20083.pdf
5. "Interpreting Operating Characteristics for Solid State Sensors," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/c20082.pdf
6. "Gear Tooth Sensor Target Guidelines," Honeywell, Inc.http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/005838_1.pdf

15.2 弦线电位计与弦线编码器工程导论

Tom Anderson SpaceAge Control公司

本节将对弦线电位计和弦线编码器（后面统称为电缆式位置传感器，即CPT）的优缺点进行评述。这些传感器还具有其他一些名字，如下所示。

- 电缆致动位置传感器。
- 电缆张力传感器。
- 电缆式位置传感器。
- 电缆传感器。
- 电缆驱动传感器。
- CET。
- CPT。
- 绳索式电位计（stringpot)。
- 弦线电位计。
- 牵线式译码器。
- 牵线式变送器。
- 线式绳索变送器。
- 线式传感器。
- 线式致动变送器。
- yo yo 电位计。
- yo yo 电位计（或分压计）。

这些器件都通过柔性位移电缆来测量位移，且该电缆随弹簧螺纹柱的变化而变化。如图15-2-1所示，螺纹柱与一个旋转传感器相连。在理解CPT技术优缺点的基础上，设计人员、工程师和技术员可以设计出最适合其应用的位移测量方案。

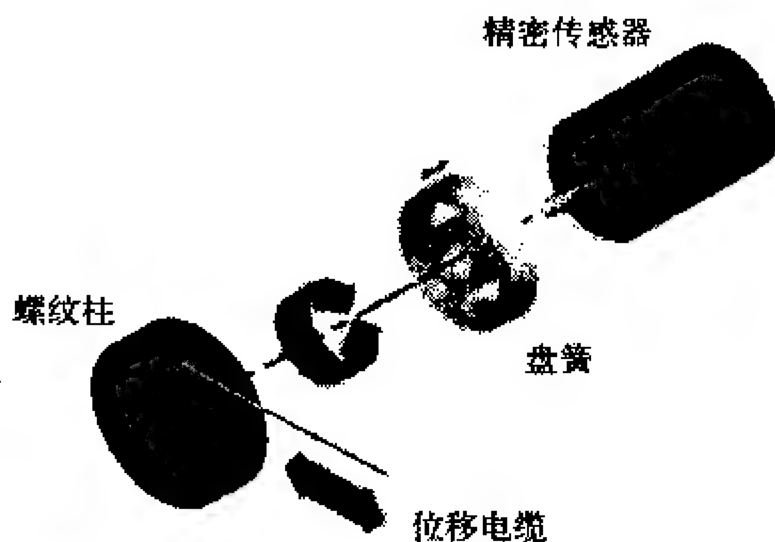


图15-2-1 CPT的工作原理

15.2.1 概述

CPT是为了适应航空和飞机制造工业的发展而于二十世纪六十年代中期发展起来的，其最初的应用包括在飞行测试中对飞机的飞行控制机构进行监控。

尽管该技术已经得到了验证并发展成熟，但它并没有过时。大量高性能且成本受限的应用都采用CPT作为其关键控制和监控操作的基础。最近的一些示例包括以下内容。

- Delta IV导弹推力引导系统。
- 军用飞机的高度传感器。
- 柴油机燃料指示测量。
- 国际空间站环境控制系统。
- 商业和军用飞机飞行数据记录仪的输入传感器。
- 挖土机的液压缸控制。
- 手术台致动反馈系统。
- V22飞行控制面的监控。
- "全球鹰"UAV降落时的齿轮冲程测量。
- 后勤分类和定位设备。
- 地球边界定位仪。

15.2.2 CPT的优势

与其他类型的位置传感器相比，CPT具有许多优势。

多轴测量能力。如图15-2-2所示，CPT可用于对二维和三维的线位移或旋转位移进行跟踪。这使得CPT成为测试工程和OEM应用的理想传感器（其中OEM应用的尺寸和安装限制使其不可能选用其他类型的传感器）。

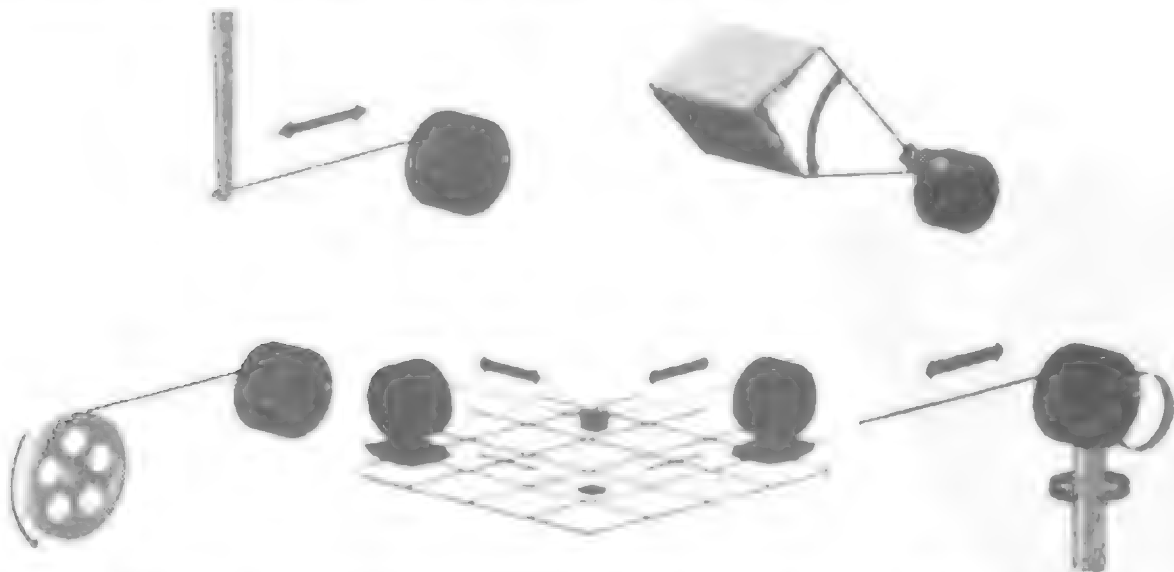


图15-2-2 CPT可以监控线性、角度、旋转、二维和三维位移

装配灵活。CPT技术内在的柔性位移电缆使其装配非常灵活。如图15-2-3所示，

电缆可以通过多种方式与应用相连结。其他方法还包括磁体、吊环螺栓或其他螺纹紧固件。

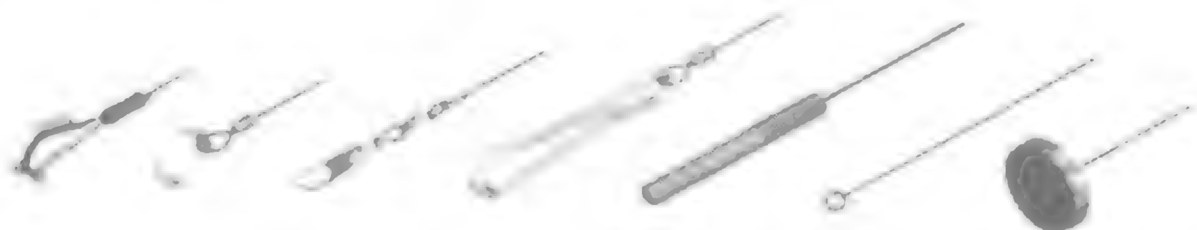


图15-2-3　几种位移电缆端子

如图15-2-4所示，电缆还可以通过滑轮或柔性导管绕过障碍物。



图15-2-4　可通过滑轮和惰轮来进行位置测量

最后，新型的传感器装配基座和退线选择（如图15-2-5和图15-2-6所示）给传感器带来了额外的装配灵活性，从而减小了与专用夹具和适配器相关的成本。



图15-2-5　几种可选的装配基座

快速安装。装配灵活特性与较大的位移电缆对准公差一起，使得CPT可以进行快速安装，且通常不超过两分钟（如图15-2-7所示）。这进一步降低了安装成本，在测试、研究和开发应用中尤其显得可贵。

体积小巧。相对于测量范围来说，CPT技术具有较小的尺寸。世界上最小的CPT的尺寸是19mm × 19mm × 10mm，但它可以测量38.1mm的位移（如图15-2-8所示）。如图15-2-9所示，随着测量范围的增加，CPT具有相对较小尺寸的优势变得越来越明显。

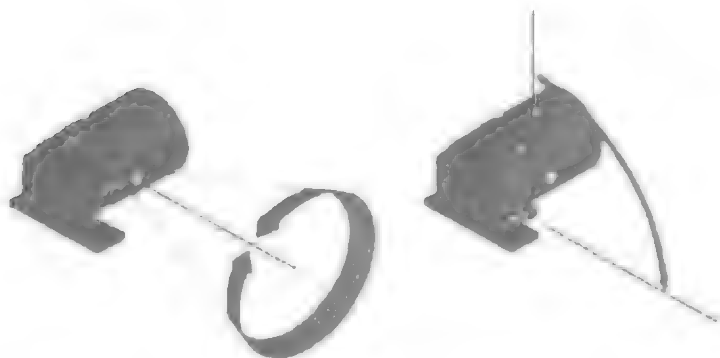


图15-2-6 退线选择简化了安装过程并带来了应用的灵活性



图15-2-7 快速安装

重量轻便。CPT通过一根可靠且轻质量的不锈钢或高强度结构电缆来对位移进行测量。该特性连同一般的阳极氧化铝元件一起带来了具有较小的重量-范围比的产品。它可以在太空、导弹、飞船、赛车、机器人和生物医学等应用中起到非常重要的作用。在工业机械和设备的高冲击和振动环境中，较小的质量也使得CPT具有更长的寿命。表15-2-1对不同位移测量传感器的重量范围比进行了比较。

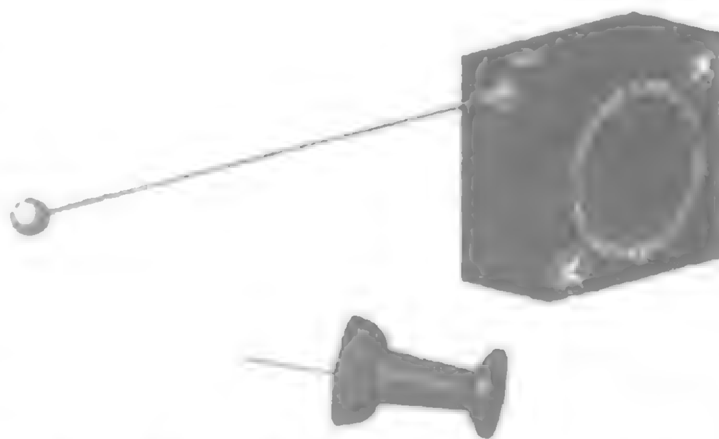


图15-2-8 世界上最小的CPT：150系列

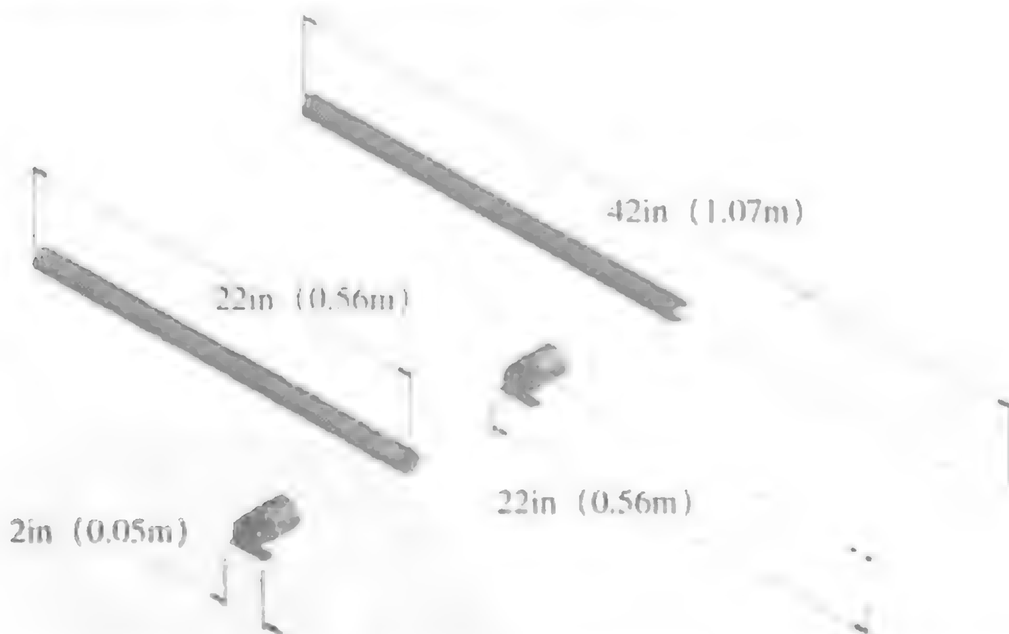


图15-2-9 CPT与棒/柱状器件（如LVDT和线性电位计）的尺寸比较

坚固耐用。正确设计和制造的CPT具有极好的可靠性，可以在恶劣的工业、航空、测试和户外环境中运行35年以上。CPT的设计在机械和电气上都非常简单，因此具有较高的可靠性、较低的维护成本和较长的使用周期。CPT的环境测试表明，CPT可以在高冲击、振动、湿度、腐蚀性、湿气等环境下有效地工作。

表15-2-1 CPT与其他类型传感器相比具有重量范围比优势

单位：OZ（g）

范围（mm）	CPT	LVDT	线性编码器	磁滞伸缩传感器
2(51)	1(28)	13(369)	20(567)	15(425)
10(254)	2(57)	41(1162)	25(709)	29(822)
40(1016)	8(227)	67(1900)	44(1247)	51(1446)

多种电气输出。控制器和数据采集器件需要什么类型的输入？这是需要考虑的一个问题。常用的信号类型有4mA~20mA电流、0~5V直流电压、0~10V直流电压、±5V直流电压、±10V直流电压、与应变计兼容的信号、积分信号、RS232信号、LVDT或RVDT类信号、同步机或旋转变压器类信号等。由于CPT包含了很多类型的旋转传感器，且具有相关的信号调理能力，因此它们通常能够提供我们所需要的输出信号。如图15-2-10所示。

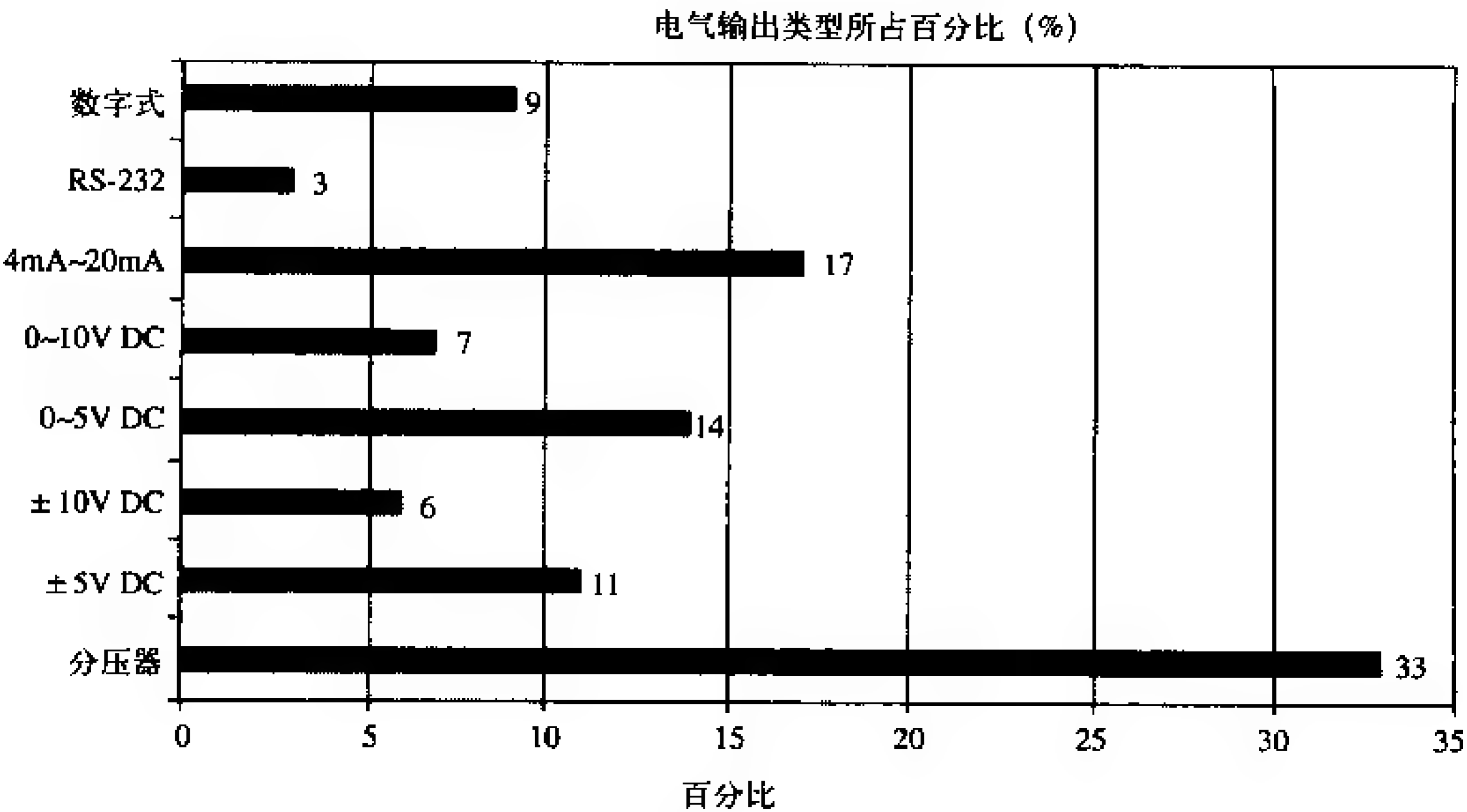


图15-2-10 典型电气输出类型的使用频率

低功率和简单的信号调理。CPT（尤其是模拟电位计CPT）通常都具有低功率和简单信号调理的需求。大多数应用都采用5V或更低的直流电压，且不需要专门的信号调理电路。CPT的信号输入和输出需求可以降低系统成本，并实现系统的快速构建，同时也使得相对不熟练的人员也可以使用这些器件。

非突出性（Unobtrusive）。由于CPT的尺寸和质量都较小，因此其外形也较小。这使得设计具有一定的美感。另外，该非突出性降低了传感器与非期望应用交互（偶然干扰）的概率。最后，在某些应用中，传感器的失效不能干扰被测物体是一个非常重要的要求，这时可将位移电缆设计成“脱落式”。这在飞行控制中非常重要，

因为如果传感器的驱动机构不能正确控制飞船，那将影响飞行的安全性。

较宽的工作温度。尽管数字输出CPT的工作温度范围是−40～+85℃或−20～+100℃，但模拟输出CPT可以在−65～+125℃的温度范围内工作。这么宽的工作范围可以减小工作和安装中的许多问题，并使得产品非常适合于在户外、航空和工业控制应用中使用。定制的传感器可以具有更宽的工作范围。

精度。采用非间隙式连接和螺纹柱，模拟输出CPT可以具有超过±0.025%满量程的线性度补偿精度。例如，范围是10in（254mm）的模拟输出CPT的精度可达±0.002 5英寸（±0.063 5mm）。

较宽的测量范围。CPT的测量范围非常宽，可从1.5in到超过2 000in（38mm到超过50m）。对于某些大范围的测量挑战，CPT是唯一可行的解决方案。

性价比高。CPT通常都是性价比很高的器件，尤其是考虑寿命成本时。相对于其他许多传感器而言，CPT的装配灵活、快速安装、高可靠性和最小的信号调理需求等特性都在一定程度上降低了成本。由于测量范围增大时，系统增加的成本主要是位移电缆增加的成本，因此测量范围越大，CPT的性价比越高。

15.2.3 其他设计要素

世界上不存在完美的测量技术，CPT也不例外。就算是超人碰到Kryptonite也将一无是处。在针对某个特定应用考虑CPT时，必须谨记如下事项：

频率响应。CPT被大量用于加速度超过50g的车辆碰撞测试。同时，CPT也用于加速度高达100g的其他应用场合。但是极高加速度的应用可能超出CPT的频率响应能力。在某些应用中，CPT的频率响应会出现问题。这样的例子包括线加速度超过100g的应用，以及采用使电位计元件抖动磨损的高频低位移运动的模拟输出CPT环境等。当加速度非常高时，电缆盘的惯性和驱动弹簧的力矩不足有可能使卷轴围绕位移电缆的松弛点旋转。

寿命。带光学编码器或导电塑料测量技术的CPT具有很高的寿命，轴旋转次数可以超过一亿次。然而，更大范围的模拟输出CPT需要采用多圈电位计，它的轴旋转寿命小于一千万次。尽管长位移和高周期的应用并不常见，但在为此类应用选择CPT时，必须作彻底的成本和可靠性分析。

应用中的电缆张力。超声、霍尔效应或激光等非接触式测量器件的机械特性不会对应用造成影响，但CPT中电缆的张力会给系统引入一个负载。尽管该负载可以降至很小（约0.278N），但它不可能消除。因此，对于那些对外部负载很敏感的应用，应当考虑其他技术。

电缆干扰。CPT的位移电缆很小，质量也轻，这是它的一个重要优势。但在某些应用中这也可能是其劣势。例如，如果技术员或操作人员不知道电缆的存在，那么很容易不经意地损坏电缆。尽管可以安装标志物、保护性套管或其他器件，但总有计划外的事件会导致损坏的发生。

精度。采用无间隙机械连接和螺纹柱的CPT可以具有非常好的精度。但有时候

还不足以满足某些应用。此时，可以采用LVDT、激光器件或其他高精度的技术。

精度是一个广泛使用但还没有得到完整定义的术语。当决定采用什么样的“精度”时，必须确保确实需要所选定的精度。仔细考虑一下系统是否除了精度之外，还更需要良好的线性度、分辨率、可重复性或迟滞性。

*悬链线误差的影响。*悬链线描述的是位移电缆在重力等恒定力作用下所表现出来的形状。由于单位长度电缆的质量很小，而电缆张力又相对较高，因此电缆的下垂并不会产生重大的误差，除非电缆长度非常长（超过60ft）。相对于其他误差源来说，电缆下垂误差很小（通常小于±0.002 5%）。但在某些应用（通常涉及高角度旋转或较长测量距离）中电缆下垂会产生足够大的力，从而带来不可忽视的电缆下垂误差。为了计算系统悬链线误差的影响，可访问网站http://spaceagecontrol.com/calccabl.htm。

15.2.4 结论

对于很多应用来说，CPT都是一种灵活、鲁棒、高性价比的位移测量器件。同时，这些产品也存在局限性，使得对某些应用来说其他技术可能更为适合。

15.2.5 资料

下列文献提供了CPT选型和使用的附加信息。

- 飞机/宇航相关的使用说明（S004A）
  http://spaceagecontrol.com/s004a.pdf
- 地面车辆/交通工具的使用说明（S005A）
  http://spaceagecontrol.com/s005a.pdf
- 位置传感器的选型
  http://spaceagecontrol.com/selpt.htm
- 传感器和传感器的总成本（S054A）
  http://spaceagecontrol.com/s054a.htm

15.3 线位置、旋转位置和运动传感器[1]

Walt Kester 编辑，技术员 Analog Devices公司

在位置和运动测量领域，现代线性和数字集成电路技术得到了广泛的应用。线性和数字功能的高度结合为某些问题带来了高性价比的解决方案，而在过去这些问题通常都是采用昂贵的机电技术加以解决。这些系统在许多场合中得到了应用，包括机器人、计算机辅助制造、工厂自动化、航空电子设备和汽车等。如图15-3-1所示。

本章是对线位置和旋转位置传感器以及与其相关的调理电路的一个概述。混合

[1] 引自Analog Devices公司的“*Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*”，*www.analog.com*。

信号集成电路的应用通过交流电机控制的示例进行阐述。本章后面对微机械加工的加速度计进行了介绍。

- 线性位置：线性可调差分变压器（LVDT）
- 霍尔效应传感器
- 接近检测器
- 线性输出（磁场强度）
- 旋转位置
- 旋转可调差分变压器（RVDT）
- 光学旋转编码器
- 同步机与旋转变压器
- 感应同步器（线位置和旋转位置）
- 电机控制应用
- 加速度和倾角：加速度计

图15-3-1 位置和运动传感器

15.3.1 线性可调差分变压器

线性可调差分变压器（LVDT）是测量线距离的一种精确而且可靠的方法。LVDT在现代机床、机器人、航空电子设备和计算机辅助制造等方面都有广泛的应用。到第二次世界大战末期，由于LVDT在飞机、鱼雷和其他武器系统中的使用，使其作为一种传感器元件在过程控制工业中得到了广泛的认可。1946年，Herman Schaevitz发表了"The Linear Variable Differential Transformer（线性可调差分变压器）"的文章（*Proceedings of the SASE*, Volume IV, No. 2）。这篇文章让人们对LVDT的应用和特性有了普遍的了解。

如图15-3-2所示，LVDT是一种把位置转换为电信号的传感器，其输出电信号与活动磁芯的位置成正比。变压器由一个中心初级线圈和两个外部次级线圈（按圆柱式缠绕）组成。磁芯则在变压器内部线性移动。初级线圈受交流电压源（一般是几千赫兹）的激励，并感应出随装配体内磁芯位置变化的次级电压。磁芯通常是螺纹式的，从而便于与连接被测物体的非铁磁轴进行连接。

两个次级线圈彼此反相缠绕，当磁芯位于中心位置时，两个次级线圈的电压恰好相反，从而其净输出电压为零。当磁芯离开中心位置时，磁芯运动方向次级线圈的电压增加，而反方向次级线圈的电压减小。其结果是产生一个随磁芯位置线性变化的差分电压输出。设计运动范围内的线性度非常好，通常是0.5%或更佳。LVDT具有良好的精度、线性度、灵敏度和无限的分辨率，且能实现无摩擦工作和较好的强度。

各种LVDT都具有非常多的测量范围，且通常在±100μm到±25cm之间。典型的激励电压是1~24V（均方根），频率为50Hz ~ 20kHz。Schaevitz E100 LVDT的关键指标如图15-3-3所示。

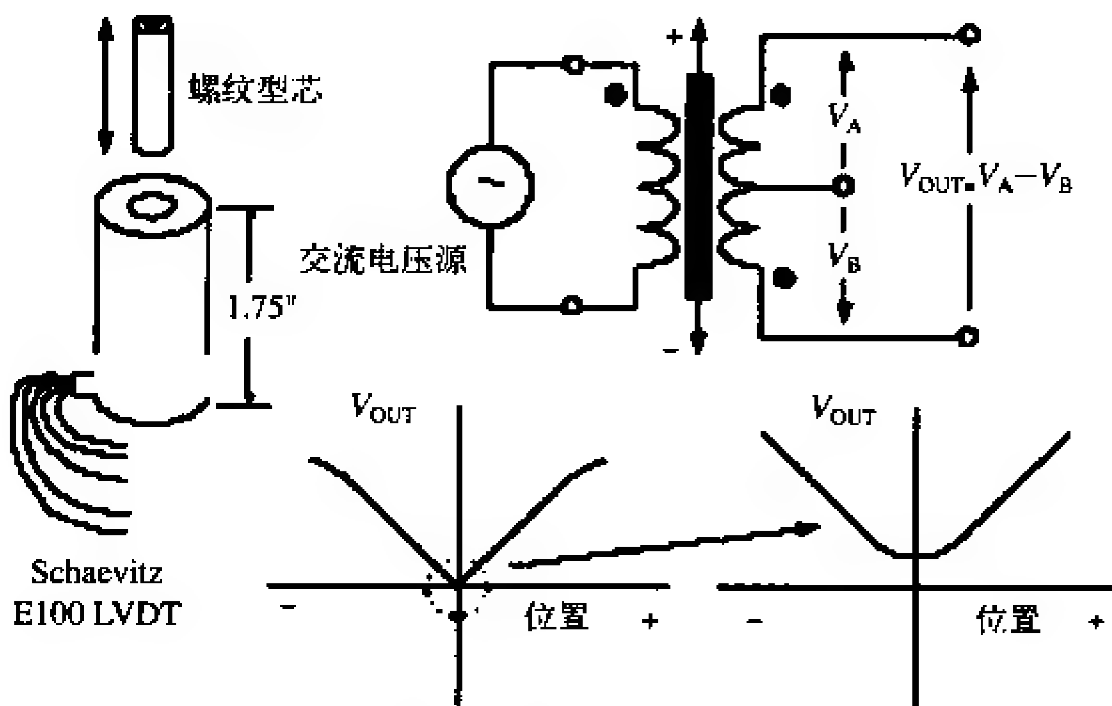


图15-3-2 线性可调差分变压器（LVDT）

- 标称线性范围：±0.1in（±2.54mm）
- 输入电压：3Vrms
- 工作频率：50Hz ~ 10kHz（标称2.5kHz）
- 线性度：满量程的0.5%
- 灵敏度：2.4mV输出/0.001in/电压激励
- 初级阻抗：660Ω
- 次级阻抗：960Ω

图15-3-3 Schaevitz E100 LVDT指标

注意，由于两个次级线圈和漏电感之间不完全匹配，因此当磁芯位于中心位置时不会出现真正的零位。另外，如果只是简单地测量输出电压V_{OUT}，则并不能确定磁芯位于零位的哪一侧。

图15-3-4给出了一个克服上述困难的信号调理电路（将两个输出电压的绝对值相减）。通过该方法，可以测量磁芯关于中心位置的正向或负向变化。尽管二极管或电容器式整流器可以作为绝对值电路，但图15-3-5所示的精密整流器更为精确和线性。输入信号作用到V/I转换器上，并由V/I转换器对模拟乘法器进行驱动。比较器检测差分输入的符号，而其输出则通过模拟乘法器控制V/I转换器的输出符号。最终的输出是对输入的绝对值的精确复制。上述电路很容易被IC设计人员理解，且很容易通过现代双极工艺加以实现。

图15-3-6给出了一个工业标准的LVDT信号调理器AD598（简化形式）。它可以完成LVDT需要的所有信号处理任务。通过一个外部电容器，芯片内的激励频率振荡器可以设置为20Hz~20kHz。两个滤波器之前的绝对值电路用于确定A和B通道输入的幅值。比值函数$[A-B]/[A+B]$由模拟电路来实现。注意，如果LVDT输出电压幅值之

和在整个工作范围内保持不变，那么该函数与初级线圈的激励电压无关。这通常是大多数LVDT的情况，但如果LVDT的数据表上没有标明，那用户应当向制造商咨询。另外还应注意，该方法需要使用5线制的LVDT。

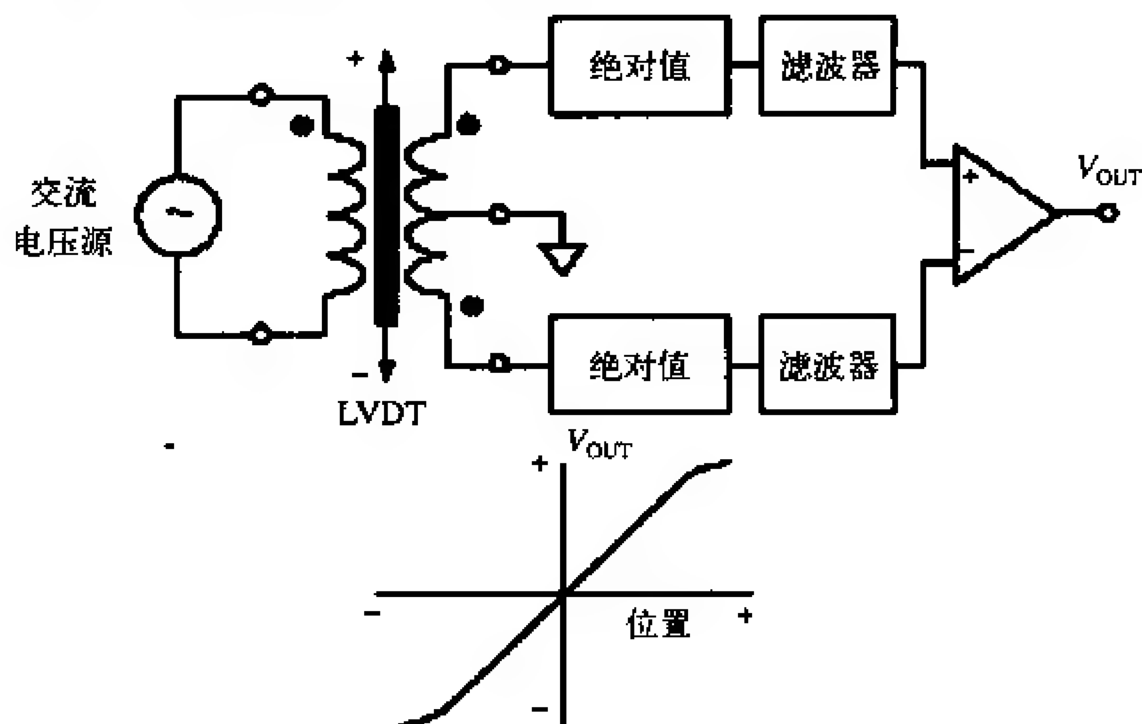


图15-3-4 改进的LVDT输出信号处理

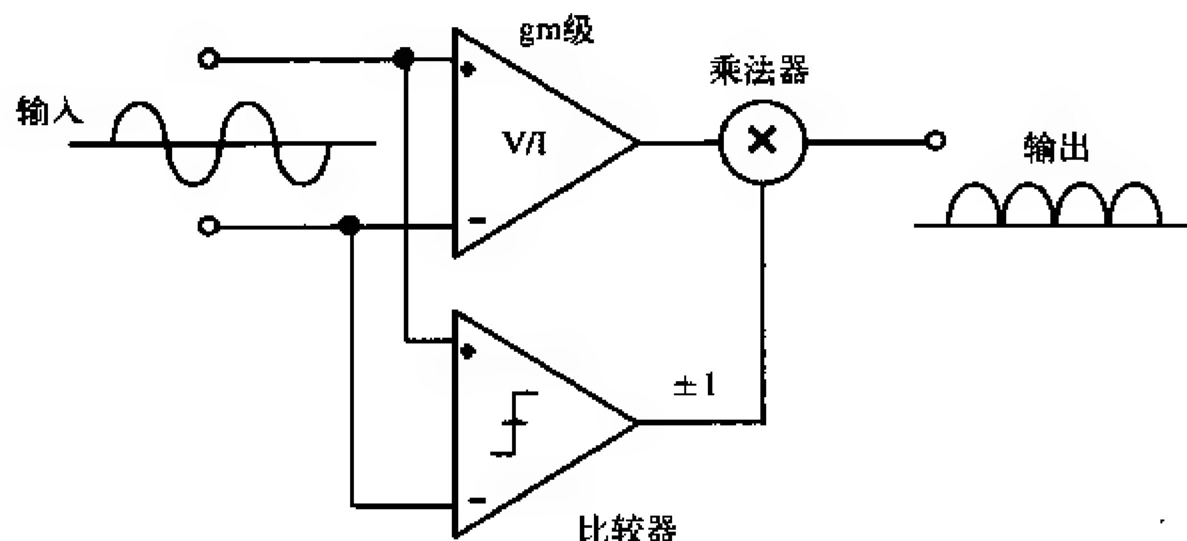


图15-3-5 精密绝对值电路（全波整流器）

AD598的激励电压通过一个外部电阻进行设置，其有效值近似位于1~24V内，驱动能力为30mA（rms）。AD598可以驱动300ft远的LVDT，因为该电路不受相移或绝对信号幅值的影响。对于6mA的负载来说，V_{OUT}的位置输出范围是±11V，而且能够驱动1 000ft远的LVDT。V_A和V_B的输入可以低至100mV（rms）。

图15-3-7所示的LVDT信号调理器AD698具有与AD598相似的指标，但在信号处理方面稍有不同。注意，AD698针对的是4线制LVDT且采用了同步解调技术。*A*和*B*信号处理器都由一个绝对值函数和一个滤波器构成。*A*的输出除以*B*的输出之后得到最终的输出，该输出是比值信号且与激励电压的幅值无关。注意，AD698中LVDT次级电压之和不需要保持不变。

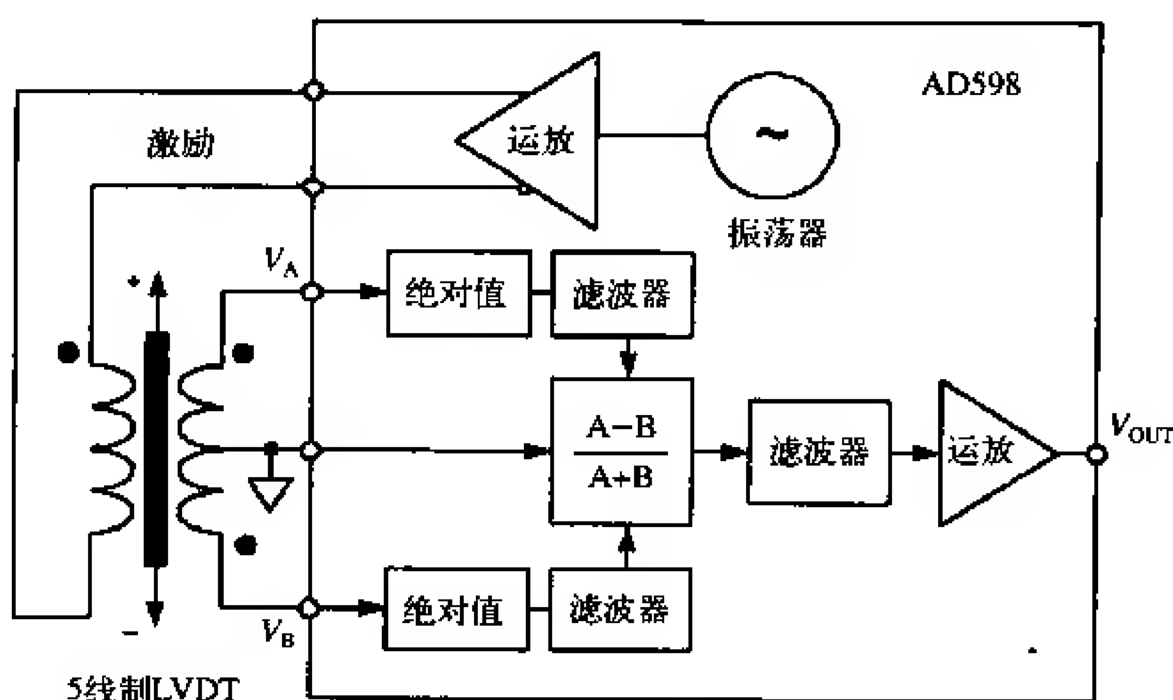


图15-3-6 AD598 LVDT的简化信号调理器

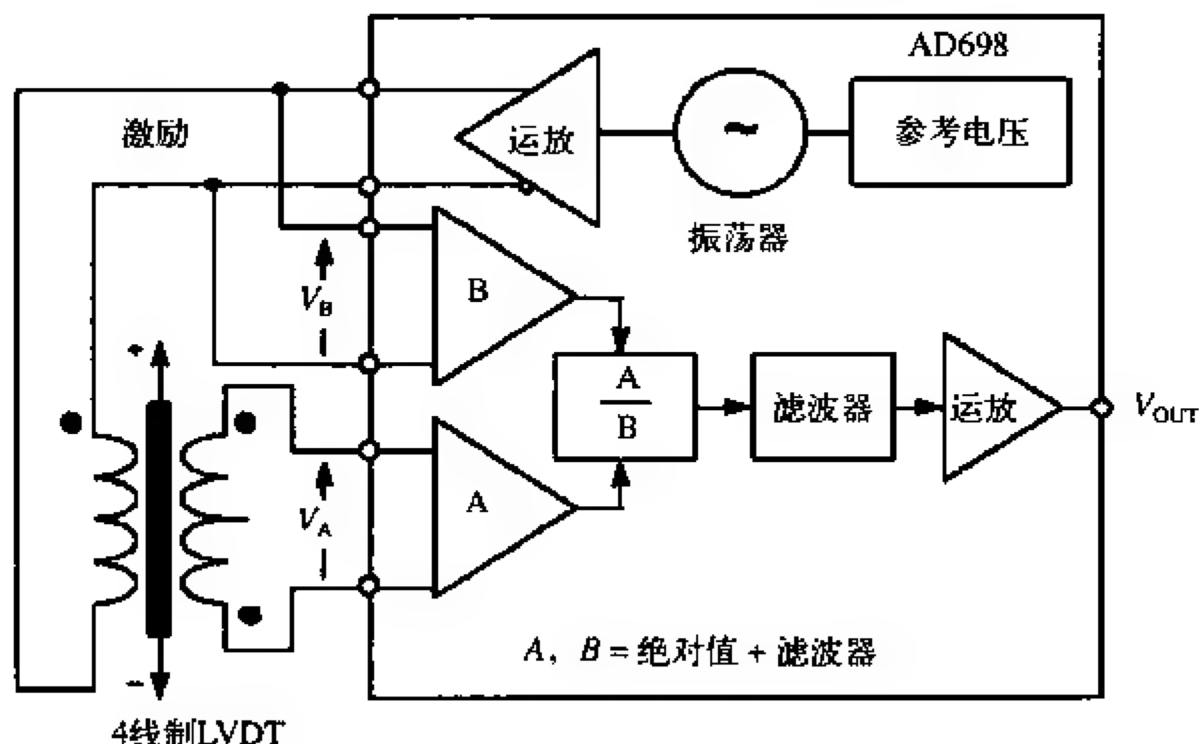


图15-3-7 AD698 LVDT的简化信号调理器

如图15-3-8所示，AD698也可以用于半桥式LVDT（类似于自耦变压器）。此时，整个次级电压作用于B处理器，而中心抽头电压作用于A处理器。半桥式LVDT不会产生零位电压，且A/B表示磁芯的范围—行程比。

LVDT也可以设计成旋转形式，此时它称为*旋转可调差分变压器*（RVDT）。其旋转轴等效于LVDT的磁芯，且变压器绕组缠绕在装配体的定子上。但是，RVDT仅在一个相对较窄的旋转范围内是线性的，而且不能够实现360°旋转测量。尽管RVDT可以持续旋转，但一般的RVDT都只是在相对于零位位置（0°）大约±40°的范围内保持线性。RVDT的典型灵敏度是每旋转一度约2mV~3mV，而且当频率在400Hz～20kHz时，输入电压为3V（rms）。0°位置在旋转轴和传感器上都有标注。

图15-3-8 半桥式LVDT的结构

15.3.2 霍尔效应电磁传感器

当电流流过导体（或半导体）时，若垂直于电流的方向上存在磁场，则电流和磁场的组合将产生一个与电流和磁场垂直的电压，如图15-3-9所示。这个现象叫作*霍尔效应*，是霍尔于1879年发现的。电压V_H叫作*霍尔电压*。V_H是电流密度、磁场、电荷密度和导体载流子浓度的函数。

图15-3-9 霍尔效应传感器

正如本章前面和本书其他部分所言，霍尔效应可用于测量磁场（因此可以进行非接触式电流测量），但其最主要的应用是运动传感器，即用一个固定的霍尔传感器和一个安装在运动零件上的小磁体来替代凸轮和接触器，使其可靠性得到极大地改善（凸轮易磨损，接触器容易弯曲或弄脏，但磁体和霍尔传感器是非接触式的，不会出现这两种情况）。

由于V_H与磁场成正比，而不像感应同步器那样与磁场变化率成正比，因此霍尔效应提供了比感应同步器更可靠的低速传感器。

尽管有几种材料都可用于霍尔效应传感器，但由于硅可以使信号调理电路集成到传感器所在的芯片上，因此具有独特的优势。CMOS工艺是霍尔效应传感器的常见制作工艺。如图15-3-10所示，采用一个霍尔传感器、一个增益级和一个比较器就可以实现一个简单的圆周速度探测器。该电路是为汽车等应用中的旋转速度检测而设计的。它可以响应微小的磁场变化，而且比较器内在的磁滞现象可以防止振荡的发生。有几个公司都在制造这样的霍尔开关，而且都具有非常广泛的应用。

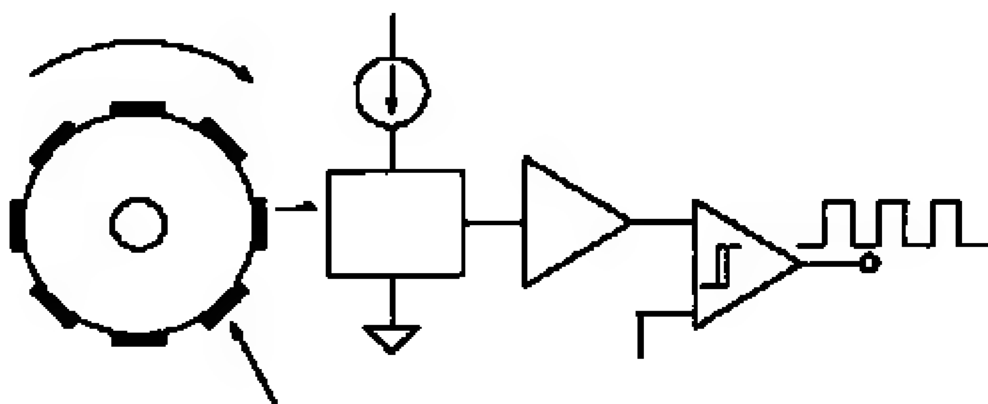
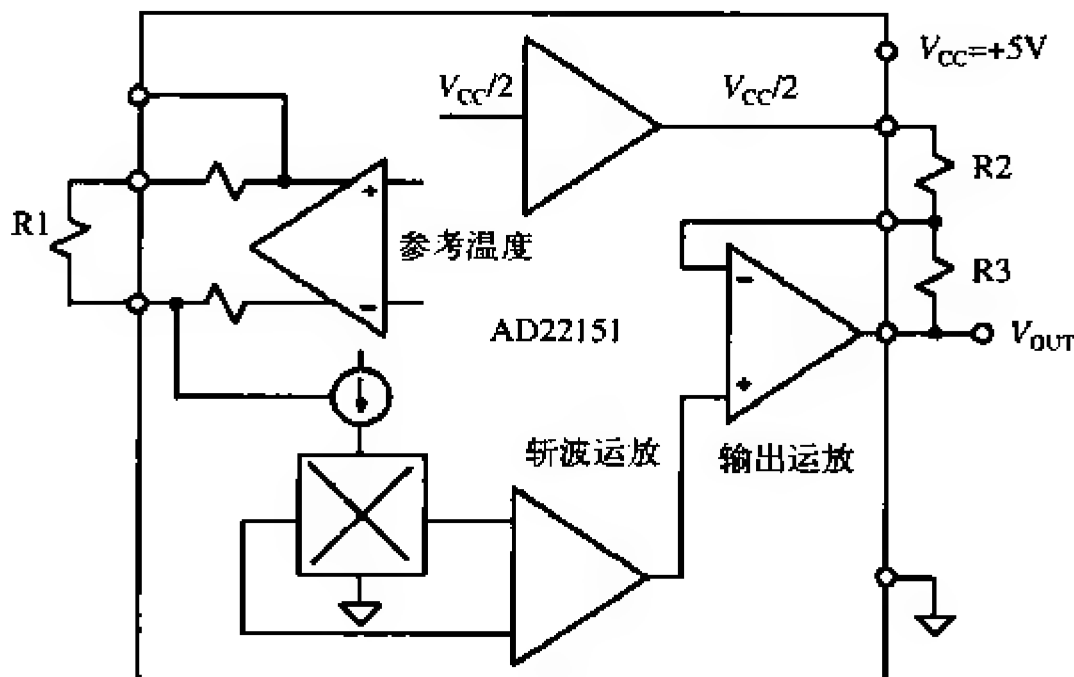


图15-3-10 作为旋转传感器的霍尔效应传感器

在许多其他应用中（特别是汽车油门、踏板、悬挂系统以及阀位置的检测），霍尔传感器需要对磁场进行线性表示。AD22151是一款线性磁场传感器，其输出电压与垂直于封装顶面的磁场成正比，如图15-3-11所示。AD22151与集成的多个霍尔元件和调理电路结合使用，可以减小与硅霍尔单元特性有关的温度漂移。



$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R3}{R2}\right]\left[0.4\text{mV}\right]$/磁场强度　　非线性度 = 满量程的0.1%

图15-3-11 线性输出磁场传感器AD22151

霍尔传感器的结构使其在能够满足多种应用需求的同时还具有单片实现的最大优势，而且需要的外部元件最少。其主要特点还包括通过采用一个斩波器类型的运放和一个内部温度传感器抵消了动态失调漂移。霍尔传感器设计在+5V直流电源下工作，而且具有较低的失调漂移和增益漂移，这使其工作范围可达−40°C ~ +150°C。位置传感器中常用的多种磁性材料都可以通过外部电阻R1进行温度补偿。输出电压范围和增益也可以由外部电阻进行设置。通常，典型的增益范围是2mV/Gs~6mV/Gs。输出电压可以进行调整，以适应从完全双极（可逆）型磁场到完全单极型磁场的磁场环境。其电压输出可接近轨到轨动态范围（即+0.5~+4.5V），而且能够为大电容性

负载提供1mA的电流。所有结构的霍尔传感器的输出信号都是正电源轨的比值信号。

15.3.3 光学编码器

光学编码器也是最普遍的位置测量传感器之一，它主要用于可靠性和分辨率相对较低的应用。图15-3-12的左边是一个增量式光学编码器，它是一个被划分成交替透光和不透光的若干扇区的码盘。光源和光传感器分别位于码盘的两侧。当码盘转动时，根据光源和探测器之间的扇区是透光还是不透光，探测器的输出将交替开启和关闭。因此，编码器产生的是一列方波脉冲，而且如果对该方波脉冲进行计数，就可以知道轴的角位置。现有编码器的分辨率（每个码盘上透光和不透光扇区的数目）在100~65 000之间，且绝对精度可达30弧秒[①]（1/43 200转）。大多数增量式编码器都有一个二级光源和传感器，它们与编码器的主光源和传感器成一定角度，可以指示旋转方向。许多编码器还具有三级光源和传感器用以检测每转一圈出现的标志。如果没有某种形式的旋转标志，就很难确定绝对角度。增量式编码器的一个非常严重的潜在缺陷是它需要外部计数器来确定每转内的绝对角度。如果电源暂时关闭，或者由于噪声或码盘变脏而导致编码器丢失一个脉冲，那么所获得角度信息就将存在误差。

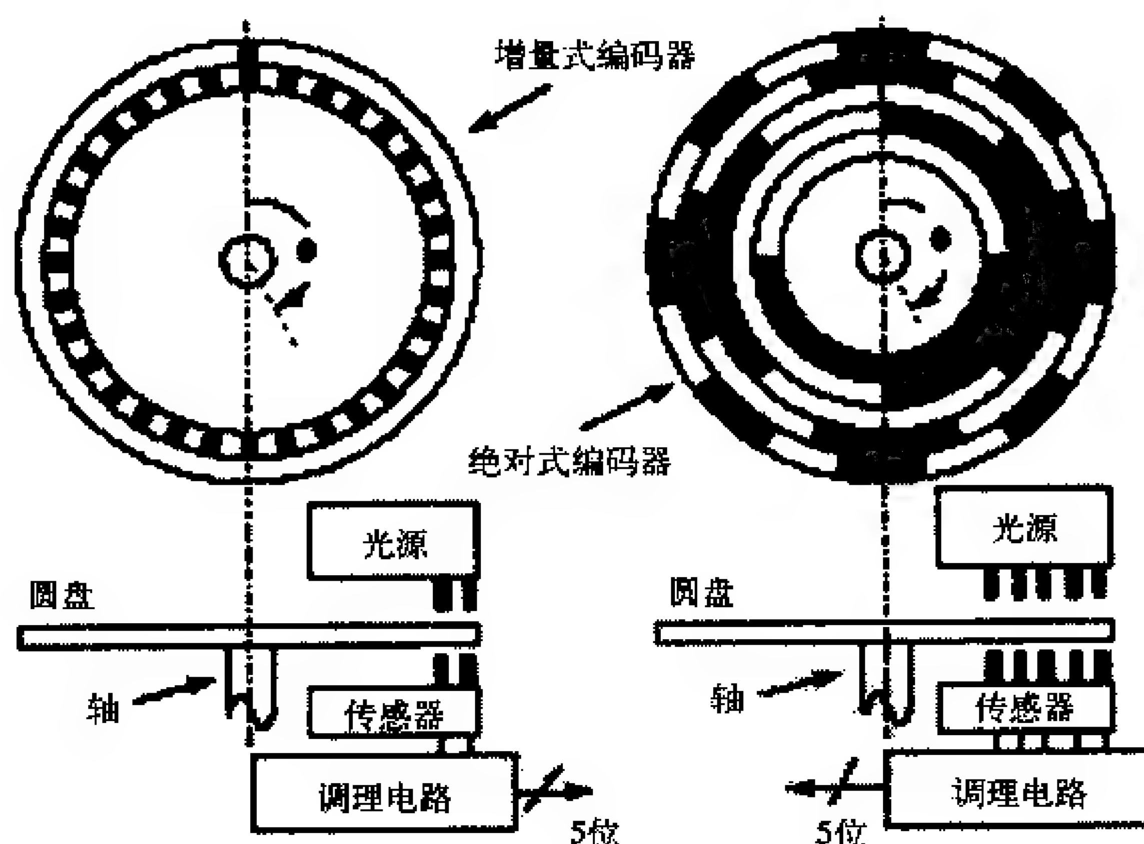


图15-3-12 增量式和绝对式光学编码器

图15-3-12右边的是绝对式光学编码器。它克服了增量式光学编码器的上述缺陷，但具有更高的成本。绝对式光学编码器的码盘被划分成N个扇区（图中示例$N = 5$），且每个扇区沿其径向又划分成透光部分和不透光部分，从而构成一个独特的N位数字

① 弧秒是角度单位，1弧秒 = 4.848×10^{-6}弧度。

字，而且最大计数为2^{N-1}。每个扇区径向构成的数字字的值依次递增，且通常为格雷码。也可以使用二进制编码，但此时即使传感器判错一个位也将产生较大的误差。格雷码可以克服这个缺陷，因为当格雷码转换成二进制代码之后，任何一位带来的最大误差仅仅是1LSB。N个光传感器对反映码盘绝对角位置的N位数字字做出响应。工业光学编码器具有高达16位的分辨率，且绝对精度可达20弧秒。但是，绝对式光学编码器和增量式光学编码器都受恶劣工业环境的制约。

15.3.4 旋转变压器与同步机

机床和机器人制造商越来越多地利用旋转变压器和同步机来提供精确的角度和旋转信息。这些器件在需要较小尺寸、长期稳定性、绝对位置测量、高精度和低噪声等条件的苛刻工厂应用中有不俗的表现。

典型同步机和旋转变压器的示意图如图15-3-13所示。同步机和旋转变压器都采用在固定定子内部旋转的单绕组转子。在简单同步机中，定子具有彼此互成120°夹角的三个绕组，且为Y型电气连接。旋转变压器与同步机的不同之处是其定子只有两个绕组，而且成90°夹角。

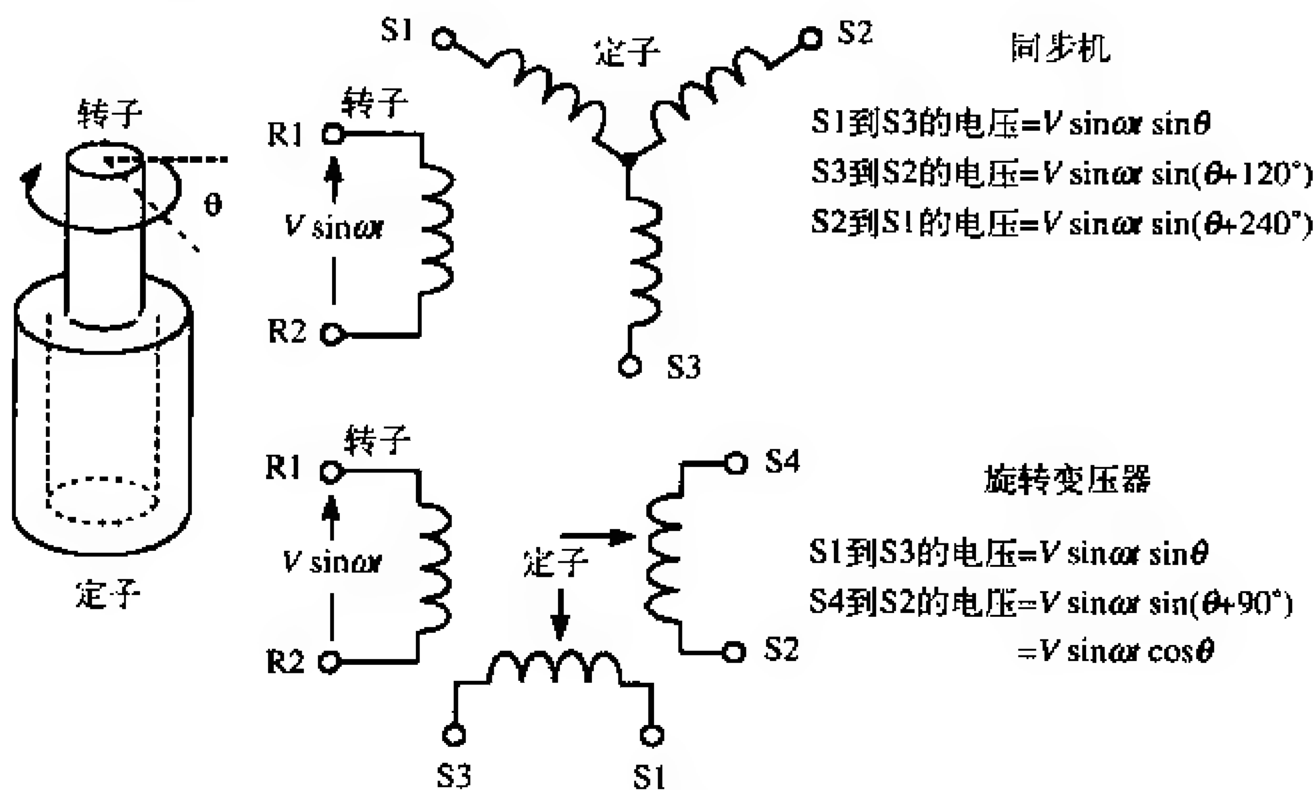


图15-3-13 同步机和旋转变压器

由于同步机具有彼此互成120°夹角的三个定子线圈，因此它们比旋转变压器更加难以制造，从而也更加昂贵。现在，除了特定军事和航空电子设备的改进应用之外，同步机的其他应用越来越少。

与此相反，现代旋转变压器中出现了一种无刷类型，它通过一个变压器将转子信号从定子耦合到转子。该变压器的初级绕组在定子上，而次级绕组在转子上。其他旋转变压器则更多地采用传统的电刷或滑动环来将信号耦合到转子绕组上。由于

不存在电刷的制动或移开动作，因此无刷旋转变压器比同步机更为坚固，而且无刷旋转变压器的寿命只受轴承的限制。大多数旋转变压器都在2~40V（rms）的电压下工作，且工作频率在400Hz ~ 10kHz之间。其角度精度在5弧秒到0.5弧分之间（60弧分是一弧度，60弧秒是一弧分，因此，一弧分等于0.016 7rad）。

同步机和旋转变压器在工作时都类似于一个旋转的变压器。转子绕组受交流参考电压的激励，其频率高达几千赫兹。所有转子绕组上感应电压的幅值都与转子线圈轴和定子线圈轴之夹角θ的正弦成正比。同步机每对定子端上的感应电压是两个相连线圈上电压的矢量和。

例如，如果同步机的转子由R1和R2之间的参考电压$V\sin\omega t$激励，那么定子端的电压为

$$\text{S1到S3的电压}= V\sin\omega t\sin\theta$$
$$\text{S3到S2的电压}= V\sin\omega t\sin(\theta+120^\circ)$$
$$\text{S2到S1的电压}= V\sin\omega t\sin(\theta+240^\circ)$$

其中θ是轴的角度。

而在旋转变压器中，当转子的激励电压为交流参考电压$V\sin\omega t$时，定子端的电压为

$$\text{S1到S3的电压} = V\sin\omega t\sin\theta$$
$$\text{S4到S2的电压} = V\sin\omega t\sin(\theta+90^\circ) = V\sin\omega t\cos\theta$$

应当注意，通过斯科特-T（Scott-T）转换，很容易将三线制同步机的输出转换为与旋转变压器等效的形式。因此，下面的信号处理示例仅仅对旋转变压器结构进行描述。

图15-3-14是典型的旋转变压器—数字转换器（RDC）的功能性示意图。旋转变压器的两个输出分别作用到余弦乘法器和正弦乘法器上。这些乘法器包含有正弦和余弦查找表，可对D/A转换器进行放大。首先假设可逆计数器的当前状态是代表尝试角φ的一个数字。转换器的目标是连续调整数字角φ，使其等于并跟踪被测模拟角度θ。旋转变压器的定子输出电压为

$$V_1 = V\sin\omega t\sin\theta$$
$$V_2 = V\sin\omega t\cos\theta$$

其中θ是旋转变压器转子的角度。数字角φ作用到余弦乘法器上，乘以V_1后得到

$$V\sin\omega t\sin\theta\cos\varphi$$

数字角φ同时也作用到正弦乘法器上，乘以V_2后得到

$$V\sin\omega t\cos\theta\sin\varphi$$

这两个信号通过误差信号放大器相减，得到如下形式的交流误差信号

$$V\sin\omega t[\sin\theta\cos\varphi-\cos\theta\sin\varphi]$$

根据三角恒等式，有

$$V\sin\omega t[\sin(\theta-\varphi)]$$

探测器以旋转变压器的转子电压为参考，对该交流误差信号进行同步解调。其结果是得到一个与sin（$\theta-\varphi$）成正比的直流误差信号。

该直流误差信号反馈至一个积分器，其输出用于驱动一个压控振荡器（VCO）。压控振荡器反过来使可逆计数器朝正确的方向计数，从而使

$$\sin(\theta-\varphi)\to 0$$

当达到上述目标时，有

$$\theta-\varphi\to 0$$

因此在某个计数内有$\varphi=\theta$，即计数器的数字输出φ代表了角度θ。锁存器使该数据在不中断跟踪回路的前提下与外界进行传递。

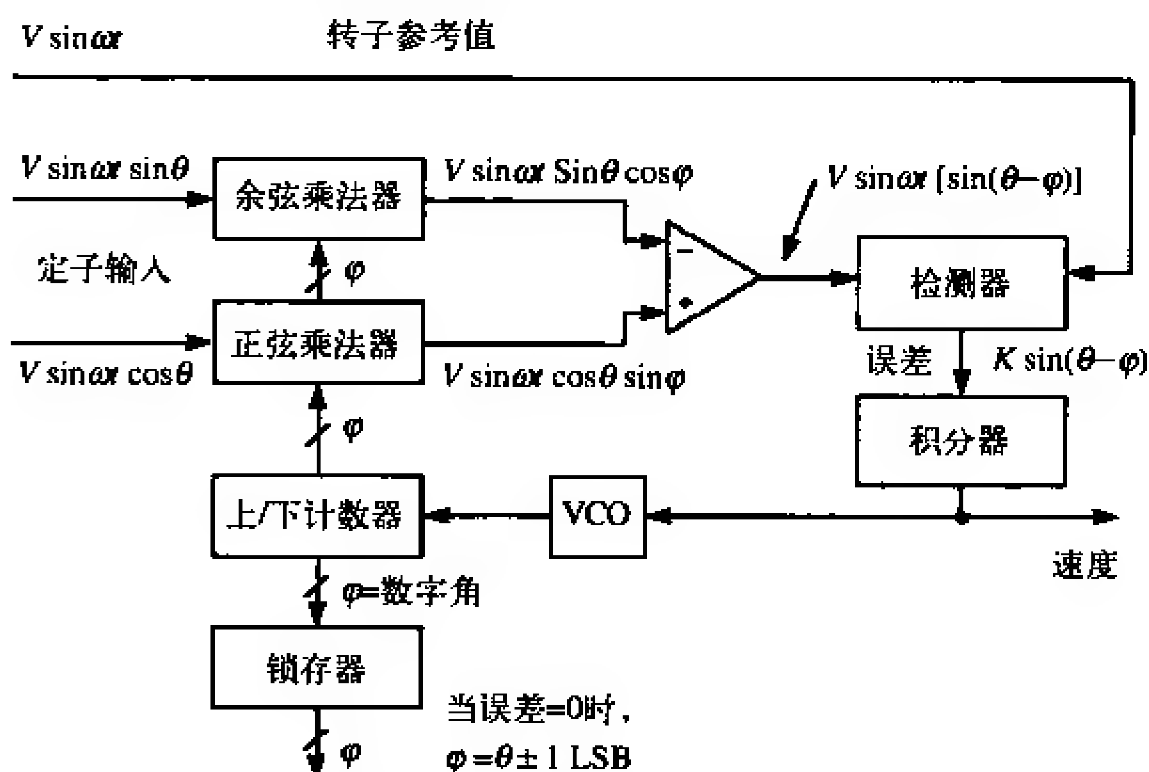


图15-3-14　旋转变压器—数字转换器（RTD）

该电路等效于所谓的2型伺服回路，因为它实际上具有两个积分器。其中一个是计数器，对脉冲进行积分；另一个是检测器输出端的积分器。在恒定旋转速度输入的2型伺服回路中，输出数字字不需要外部驱动转换命令就能连续跟随或跟踪其输入信号，而且数字输出字和实际轴角之间不存在稳定的相位延迟。误差信号仅仅在加速或减速阶段才出现。

跟踪式RDC的一个额外优势是其模拟直流输出电压直接与轴的旋转速度成正比。当需要测速或者速度是伺服系统的一个稳定性条件时，该特性将非常有用，它使我们不再需要转速计。

由于RDC的工作原理仅仅取决于输入信号的幅值比，因此必须对连接到旋转变压器的线路特别小心，确保它们不会显著影响RDC的性能。同样，转换器也不能引起较大的波形失真。实际上，输入信号可以具有10%的谐波失真，而且某些应用还使用具有少量额外误差的方波参考信号。

因此，跟踪式A/D转换器非常适合于RDC。尽管RDC也可以采用其他A/D转换器

结构（如逐次逼近型A/D转换器），但对该应用来说，跟踪式A/D转换器是最精确和最有效的。

由于跟踪式A/D转换器对其误差信号进行双重积分，因此具有高度的抗扰度(12dB/oct rolloff)。噪声尖峰所在的区域都会产生误差。但通常感应耦合的噪声尖锋具有相同的正向和负向波形。当对其进行积分时，其结果是相互抵消，误差为零。转换器的抗扰度特性与转换器对电压降的不敏感特性相结合，使用户可以将转换器安装在距离旋转变压器相当远的地方。探测器可以抑制所有非参考频率的信号（如宽频噪声），这进一步增强了RDC的噪声抑制能力。

AD2S90是Analog Devices公司众多积分式RDC中的一种。其关键指标如图15-3-15所示。其结构与图15-3-14类似。输入信号电平是2V ± 10%（rms），频率范围为3kHz ~ 20kHz。

- 12位分辨率（最小1 LSB = 0.08°=5.3rad）
- 输入：2V ± 10%（均方根），3kHz ~ 20kHz
- 角度精度：最小10.6rad ± 1 LSB
- 最大跟踪速度：每秒375r/s
- 最大VCO时钟速度：1.536MHz
- 锁定时间
- 1°：7 ms
- 179°：20 ms
- 差分输入
- 串行输出接口
- 电源 ± 5V，功耗50mW
- 20引脚PLCC封装

图15-3-15 AD2S90旋转变压器—数字转换器的性能特征

15.3.5 感应同步器

从本质上来说，同步机和旋转变压器测量的是旋转位置，但采用丝杠后它们也可用于测量线位置。感应同步器(TM)（Farrand Controls公司的注册商标）是上述线位置测量的一种替代方案，它可以直接测量线位置。另外，感应同步器具有精确和坚固的特点，非常适合于苛刻的工业环境，而且还不需要欧姆接触。

直线式感应同步器由两个磁性耦合部件组成。其工作原理与多极旋转变压器非常相似（如图15-3-16所示）。其中一个部件是固定在某个轴上（如以粘接的方式粘在机床的机架上）的定尺，另一个部件是跟随被定位器件（如机床刀架）在定尺上滑动的滑尺。

定尺由钢、不锈钢、铝或弹簧钢等基材构成，上面再敷一层绝缘材料。定尺具有一个连续的矩形波印制电路绕组。定尺上连续绕组的周期通常为0.1in、0.2in或2mm。滑尺长约4in，且通过两根独立但相同的印制电路绕组连接到朝向定尺的表面。

这两个绕组的周期与定尺上的周期完全相同，但相互错开1/4周期。滑尺和定尺彼此独立，其微小气隙的长度大约是0.007in。

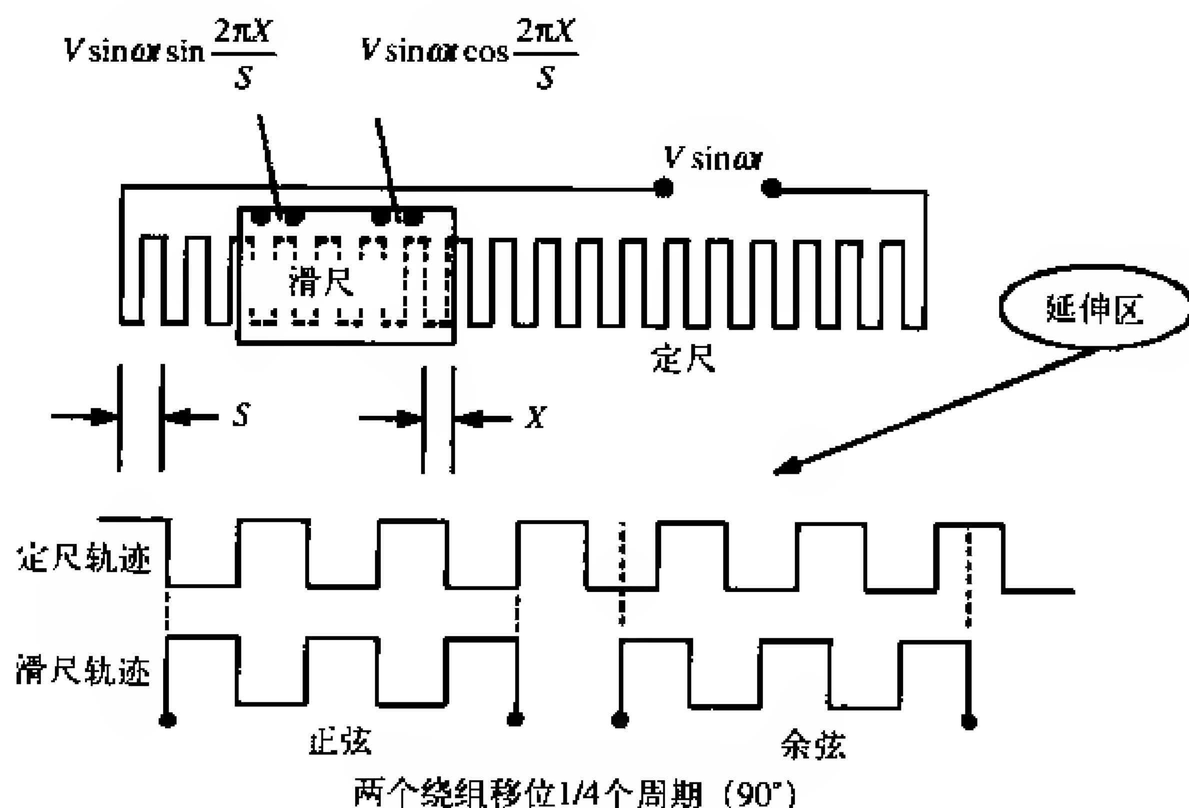


图15-3-16 直线式感应同步器

感应同步器的工作原理与旋转变压器的工作原理非常相似。当定尺激磁为正弦波电压时，该电压耦合至两个滑尺绕组，从而感应出与滑尺间距的正弦和余弦成正比的电压（周期与定尺周期相同）。设S是绕组周期的间距，X是一个周期内滑尺的位移，定尺激磁电压为$V\sin\omega t$，那么滑尺绕组的端电压为

$$V(\text{正弦输出}) = V\sin\omega t\ \sin[2\pi X/S]$$

$$V(\text{余弦输出}) = V\sin\omega t\ \cos[2\pi X/S]$$

当滑尺走过一个定尺周期时，两个滑尺绕组上产生的电压与旋转变压器转动360°时产生的电压相似。感应同步器的绝对方位根据从某个确定起点开始的任意方向的连续周期计数来确定。由于感应同步器包含有大量周期，为了避免产生歧义，有必要进行粗调控制（coarse control）。通常的方法是采用基于齿条和齿轮或丝杠工作的旋转变压器或同步机。

与旋转变压器的高效转换（1:1或2:1）相比，同步感应器的转换比为100:1。其两个正弦输出信号的电平为毫伏级，通常需要进行放大。

由于滑尺的输出信号是几个空间周期的平均，因此导电间隙的微小误差不会造成太大的影响。这是同步感应器具有如此高精度的一个重要原因。与12位RDC相结合，线性感应同步器很容易实现25μin的分辨率。

将定尺印制在圆形转子，而将滑尺绕组置于圆形定子上，就可以得到旋转式感应同步器。这样的旋转器件可以具有非常高的分辨率。例如，典型的旋转式感应同步器每转具有360个周期，且可以采用12位RDC。转换器将每个周期再细分为4 096

个扇区。与360个周期相乘之后，旋转式感应同步器总共具有1 474 560个扇区。对应的角度分辨率小于0.9弧秒。与线性感应同步器一样，旋转式同步感应器也必须具有对旋转时的单个周期进行计数的能力，而这可以通过增加一个旋转变压器来进行粗测。

15.3.6 矢量交流感应电机控制

众所周知，交流感应电机具有构造简单、成本低廉、效率高和长期可靠性等优点，但除了最粗糙的方式以外，它不能再更好地控制其动态性能。这严重限制了交流感应电机在需要对速度、力矩和变化负载进行动态控制的场合中的应用。然而，随着数字信号处理和混合信号集成电路技术的进步，交流感应电机具备了以前不可想象的性能。在从工业驱动器到电动汽车再到具有标准芯片组或开发系统的机车等应用中，制造商急于利用矢量控制的优势来降低产品研发成本并缩短产品上市时间。

Nikola Tesla（1856–1943，感应电机的发明者）应该没有想到，这个在工业中曾经广为应用的设备可以重新恢复活力，成为在大多数工业应用中都具竞争力的一类新型电机。

在讨论矢量控制的优势之前，有必要对普遍使用的不同类型电机的工作原理有一个基本理解。

直到最近，那些需要伺服控制任务的应用（如对动态负载的调谐响应、很宽范围内的恒定力矩和速度控制等），几乎都还毫不例外地使用直流有刷电机和直流永磁同步电机。其根本原因是这些电机具有非常容易理解且经实践检验了的控制方案。尽管非常容易控制，但直流有刷电机存在一些缺点，包括电刷容易磨损且必须定期更换、换向器容易磨损且如果保养不够可能永久损坏、电刷/换向器的装配将成为微粒污染源、某些环境中机械换向火花容易引起严重的火灾等。

电源逆变器可以控制大功率电机，它的出现使得一种替代电机结构（如直流永磁同步电机，即PMSM）可以在伺服控制应用中具体实现。虽然这些电机不再有直流有刷电机中存在的机械问题，但它们需要更为复杂的控制方案且它们本身也存在某些缺陷。除了非常昂贵之外，大尺寸高功率的直流永磁同步电机的转子转动惯量很高，而且由于转子结构的机械约束和为了超出基板速度而采取的磁场削弱，它们很难在高速场合中得到应用。

20世纪60年代，控制理论的进展（特别是*间接磁场定向控制*的发展）给交流感应电机的动态控制提供了理论基础。由于间接磁场定向控制（现在通常称之为*矢量控制*）需要进行大量的数学计算，因此多年来一直没有在实际中得到实现。当时的硬件还不能实现对转子位置的高速精密测量以及对动态磁通矢量的实时计算。如今，由于交流感应电机内在的优势，精密光学编码器、隔离栅双极型晶体管（IGBT）、高速旋转变压器—数字传感器和高速数字信号处理器的出现推动着矢量控制走到了电机开发的最前线。

交流感应电机控制系统的简化方框图如图15-3-17所示。在该示例中，单片集成

电路（ADMC300、ADMC330或ADMC331）执行控制功能。控制器的输入是电机电流（通常是三相电流）、电机转子的位置和速度。通常电流的监控采用霍尔效应传感器，而转子位置和速度的监控则采用旋转变压器和RDC。为了产生输入到矢量变换处理器的控制输出，必须进行一些矢量类型的实时计算，这可以由DSP来实现。

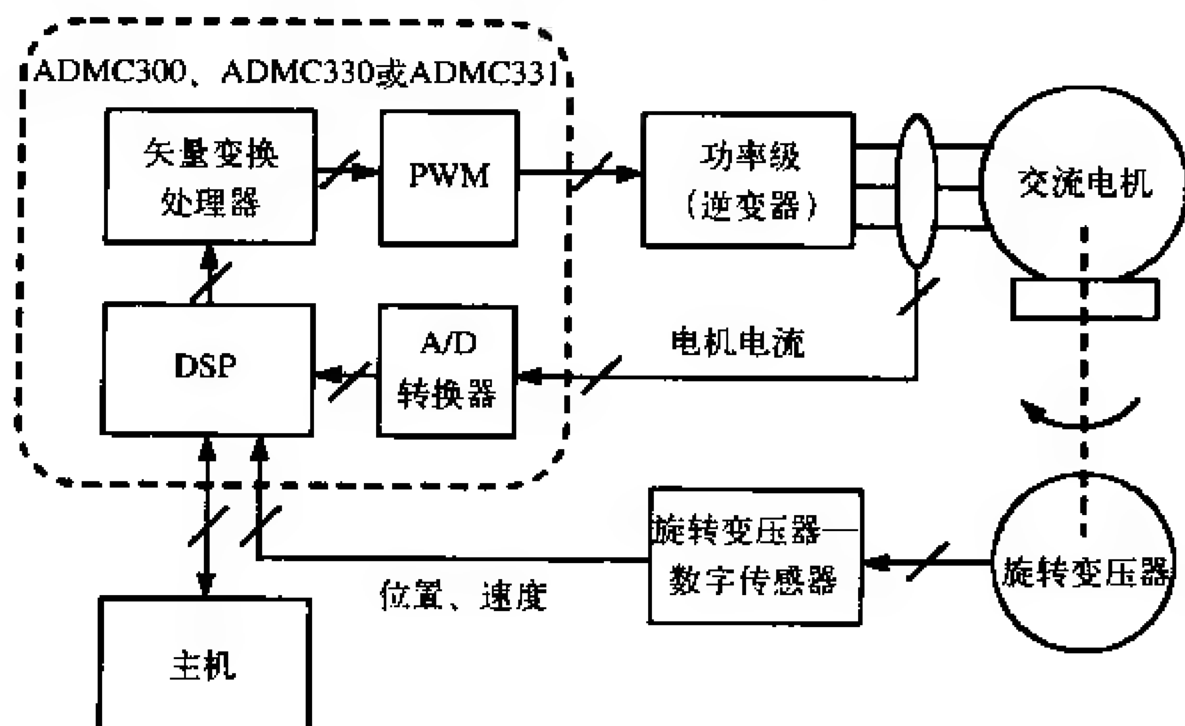


图15-3-17 交流感应电机的控制应用

ADMC300由一个高性能的5通道16位A/D转换器系统、一个12位三相PWM发生器和一个用于位置传感器反馈的柔性编码器接口组成。ADMC330包含一个7通道12位A/D转换器系统和一个12位三相PWM发生器。ADMC331则包含一个7通道12位A/D转换器系统和一个可编程的16位三相PWM发生器。ADMC331还具有额外的功率因子修正控制能力。这三个器件都具有基于Analog Devices公司改良哈佛结构的16位DSP内核的片上DSP（大约为20MHz）。第三方DSP软件和参考设计可用来加快基于上述芯片的电机控制系统的开发。

15.3.7 加速度计

加速度计在倾角、惯性力、冲击和振动等物理量的测量中得到了广泛应用。如图15-3-18所示。其广泛使用的领域包括汽车、医疗、工业控制以及其他应用。现代微机械加工技术使这些加速度计可以以低成本和高可靠性在CMOS工艺上进行制造。Analog Devices公司的iMEMS^R^（集成微机电系统）加速度计是该技术的一次突破。此类加速度计与压电式电荷输出加速度计相比的一个显著优势是可以测量恒定加速度（例如，它们可用于加速度恒定为1g的倾角测量）。

图15-3-19是这些传感器晶胞的基本组成框图。表面微机械加工传感器元件是由多晶硅在牺牲氧化层上沉淀而形成（该氧化层随后被蚀刻，只留下传感器元件）。为了测量加速度，实际的传感器包含几十个这样的晶胞。图15-3-19为了清楚地阐述问

题只画出了一个晶胞。传感器的电气基础是差分电容器（CS1和CS2），它由一个中心板（移动梁的一部分）和两个固定的外板组成。静止时（无外加加速度），这两个电容器的电容值相等。当有加速度时，梁的质量使梁往某个固定板方向移动，而远离另一个固定板。差分电容的变化构成了图15-3-20所示调理电路的电气基础。

- 倾角或倾度
- 汽车警报
- 病人监控
- 惯性力
- 便携式计算机的磁盘驱动保护
- 安全气囊碰撞传感器
- 汽车导航系统
- 电梯控制
- 冲击或振动
- 机器监控
- 振动台控制
- ADI加速度计的满量程重力加速度范围：±2g ~ ±100g
- ADI加速度计的频率范围：0kHz~1kHz

图15-3-18 加速度计的应用

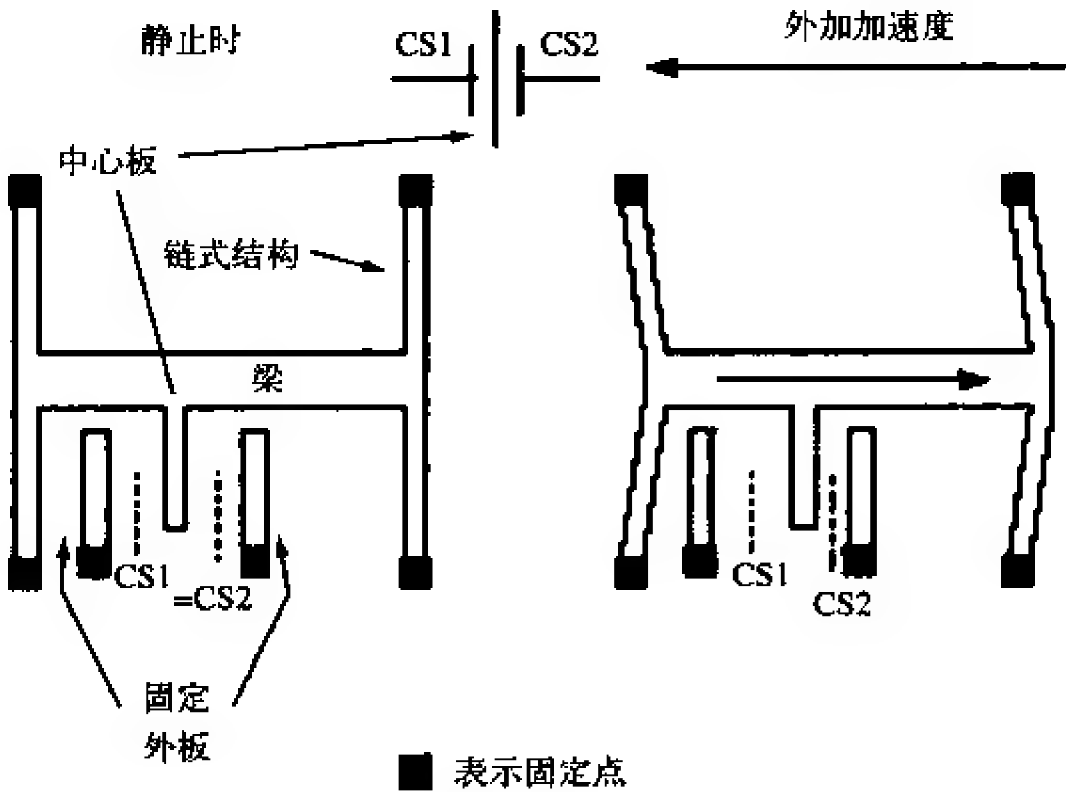


图15-3-19 ADXL系列微机械加工加速度计（俯视图）

传感器的固定电容板受1MHz方波的差分驱动，两列方波的幅值相同但相位相差180°。静止时，两个电容器的电容值相等，因此其电气中心位置（如安装在移动梁上的中心板）的电压输出为零。当梁开始移动时，两个电容器的电容不匹配，此时将在中心板上产生一个输出信号。该输出信号的幅值随传感器外加加速度的增加而增加。中心板经过A1缓冲后作用到同步解调器上。梁的运动方向影响信号的相位，

而同步解调器则用于提取幅值信息。A2对同步解调器的输出进行放大，并得到最终的加速度输出电压V_{OUT}。

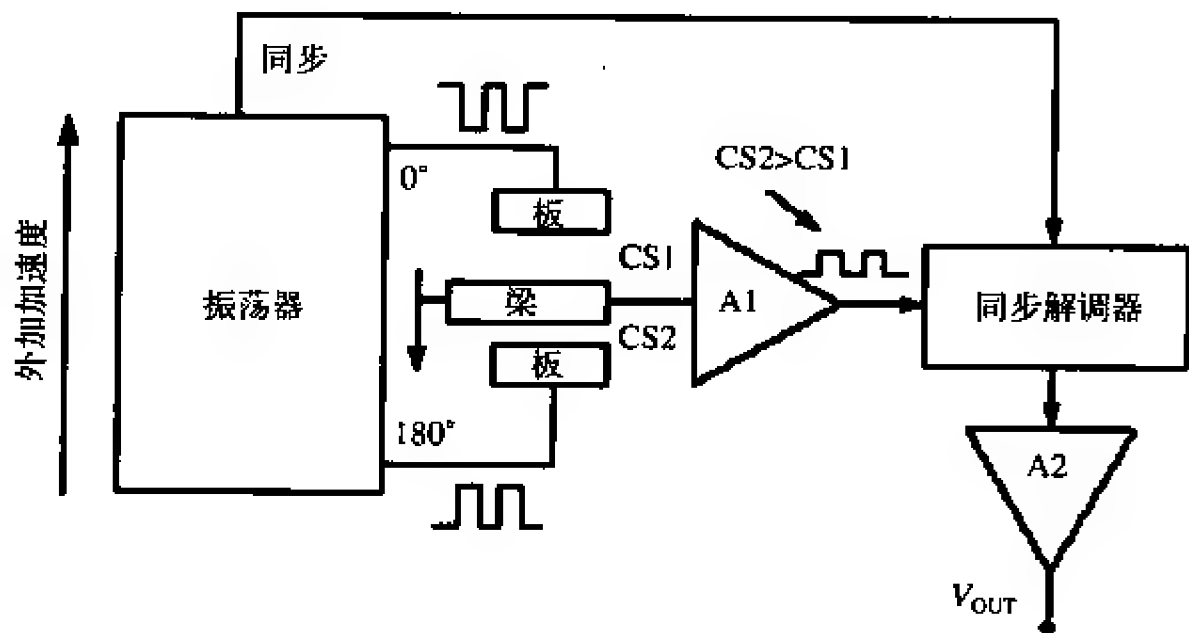


图15-3-20 ADXL系列加速度计的内部信号调理

低重力加速度加速度计的一个值得关注的应用是倾角测量。图15-3-21给出了加速度计对倾角的响应。图中加速度计的输出被规格化为1g满量程。加速度计的输出与倾角（相对于水平面）的正弦成正比。注意，当加速度计的轴与加速度方向垂直时，加速度计的灵敏度最大。这种结构使得被测倾角范围为−90°~+90°（即转动180°）。如果要测量360°转动，则必须使用双轴加速度计。

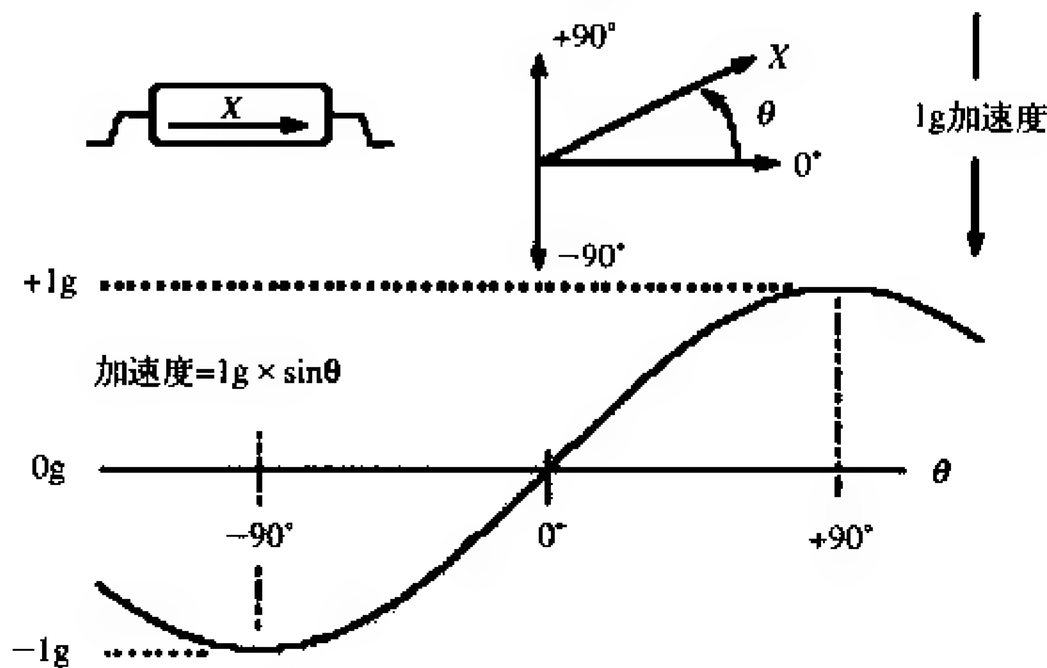


图15-3-21 使用加速度计来测量倾角

15.3.8 参考文献

1. Herman Schaevitz, *The Linear Variable Differential Transformer*, **Proceedings of the SASE**, Volume IV, No. 2, 1946.

2. Dr. Ernest D.D. Schmidt, *Linear Displacement—Linear Variable Differential Transformers - LVDTs*, Schaevitz Sensors, http://www.schaevitz.com.

3. E-Series LVDT Data Sheet, Schaevitz Sensors, http://www.schaevitz.com. Schaevitz Sensors is now a division of Lucas Control Systems, 1000 Lucas Way, Hampton, VA 23666.

4. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, **Sensors and Signal Conditioning**, John Wiley, New York, 1991.

5. Harry L. Trietley, **Transducers in Mechanical and Electronic Design**, Marcel Dekker, Inc., 1986.

6. AD598 and AD698 Data Sheet, Analog Devices, Inc., http://www.analog.com.

7. Bill Travis, *Hall-Effect Sensor ICs Sport Magnetic Personalities*, EDN, April 9, 1998,pp. 81-91.

8. AD22151 Data Sheet, Analog Devices, Inc., http://www.analog.com.

9. Dan Sheingold, **Analog-Digital Conversion Handbook, Third Edition**, Prentice-Hall, 1986.

10. F. P. Flett, *Vector Control Using a Single Vector Rotation Semiconductor for Induction and Permanent Magnet Motors*, **PCIM Conference, Intelligent Motion, September 1992 Proceedings**, available from Analog Devices.

11. F. P. Flett, *Silicon Control Algorithms for Brushless Permanent Magnet Synchronous Machines*, **PCIM Conference, Intelligent Motion, June 1991 Proceedings**, available from Analog Devices.

12. P.J.M. Coussens, et al. *Three Phase Measurements with Vector Rotation Blocks in Mains and Motion Control*, **PCIM Conference, Intelligent Motion, April 1992 Proceedings**, available from Analog Devices.

13. Dennis Fu, *Digital to Synchro and Resolver Conversion with the AC Vector Processor AD2S 100*, available from Analog Devices.

14. Dennis Fu, *Circuit Applications of the AD2S90 Resolver-to-Digital Converter*, AN-230, Analog Devices.

15. Aengus Murray and P. Kettle, *Towards a Single Chip DSP Based Motor Control Solution*, **Proceedings PCIM - Intelligent Motion**, May 1996, Nnmberg Germany, pp. 315-326. Also available at http://www.analog.com.

16. D. J. Lucey, P. J. Roche, M. B. Harrington, and J. R. Scannell, *Comparison of Various Space Vector Modulation Strategies*, **Proceedings Irish DSP and Control Colloquium**, July 1994, Dublin, Ireland, pp. 169-175.

17. Niall Lyne, *ADCs Lend Flexibility to Vector Motor Control Applications*, **Electronic Design**, May 1, 1998, pp. 93-100.

18. Frank Goodenough, *Airbags Boom when IC Accelerometer Sees 50g*, **Electronic Design**, August 8, 1991.

15.4 位置与位移传感器的选型

Tom Anderson SpaceAge Control公司

作为一个位置传感器供应商的应用开发经理，我收到了许多关于如何解决大量位置测量挑战的疑问。

在这些疑问当中，既有非常普遍的，如飞船航行控制面的运动，也有不同寻常的，如F1赛车的悬浮飞行；还有几乎不可能的，如对从某个固定位置飞行的高尔夫球进行三维跟踪。

这些位置测量挑战通常具有一个共同的特征，即它们都可以采用多种方法进行解决，但并不容易确定哪一种最好。

测量位置的方法可能比测量其他任何类型变量的方法都多。尽管压力传感器的供应商更多，但位置传感器类型和技术的种类是无可匹敌的。

1997年的Thomas Register列出了264个压力传感器供应商和229个位移和位置传感器供应商。然而，与位移和位置测量相关的类别有13个，与压力测量相关的类别只有4个。

本章主要介绍不同位置传感器的参数选择。另外，也会涉及位置测量方法、技术和如何选择的相关信息。

15.4.1 基本术语

为了便于理解和沟通，这里不对变换器和传感器进行区分，将它们视为一体（均称为传感器）。尽管这样做严格来说是不对的，但通常使用位置传感器或位置变换器并没什么区别。两者的目的都是一致的，即找到物体的位置。

本章涉及的位置传感器能够输出位置、位移和接近信号，它们分别定义如下。

- 位置——对象的坐标相对于某个参考系的位置。
- 位移——从一个位置到另一个位置移动的确切距离或角度。
- 接近——由开/关量输出表示的临界距离。

本章主要介绍位置和位移测量传感器。除非特别提及，否则“位置传感器”也表示位移和接近传感器。

15.4.2 参数

应该基于什么来选择位置传感器呢？首先需要看看图15-4-1中参数的详细清单。尽管该清单并没有将所有参数都包括在内，但它有助于确定哪些参数是与应用相关的。

或许所有应用中都得提及的第一个参数是传感器能否与被监控对象进行物理接触。如果应用对外部的影响特别敏感，那么非接触式传感器可能最合适。否则，应当选用接触式传感器，因为它具有非接触式传感器所不具有的优势。

或许一提到非接触式传感器，人们都会认为它对所有应用来说都是更高级的解

决方案。但该结论并不一定可靠。非接触式产品会发射一些潜在有害的激光或超声信号。另外，这些产品的运行也依赖于空旷的视觉环境。非接触式传感器不一定总具有与接触式传感器一样高的频率响应，而其成本通常却更高。最后，非接触式传感器的工作温度范围通常没有接触式传感器那么大。

参 数	是否相关	等 级	选 择
接触性	❑是 ❑否		❑接触式 ❑非接触式
运动类型	❑是 ❑否		❑线性 ❑旋转
尺度	❑是 ❑否		❑一维 ❑多维
测量类型	❑是 ❑否		❑绝对式 ❑增量式 ❑门限式（接近传感器）
范围	❑是 ❑否		❑小于1in ❑1~30in ❑大于30in
物理尺寸/重量	❑是 ❑否		❑尺寸限制____ ❑重量限制____
环境	❑是 ❑否		❑湿度 ❑振动 ❑腐蚀 ❑湿气 ❑温度 ❑其他____
安装/装配	❑是 ❑否		❑可拆卸 ❑安装 ❑时间限制____
精度	❑是 ❑否		❑线性度 ❑分辨率 ❑可重复性 ❑迟滞性
寿命	❑是 ❑否		❑使用周期____ ❑连续工作时间____
成本	❑是 ❑否		❑小于50美元 ❑50~500美元 ❑大于500美元
交货周期	❑是 ❑否		❑小于1周 ❑1~4周 ❑大于4周
输出	❑是 ❑否		❑模拟电压 ❑模拟电流 ❑数字信号 ❑传感器总线 ❑视觉信号 ❑其他信号____
频率响应	❑是 ❑否		❑小于5Hz，5~50Hz，大于50Hz

图15-4-1 系统参数一览

早期需要考虑的另一个参数是需要测量的是线性运动还是旋转运动。需要注意的是，采用电缆式位置传感器（与图15-4-2中类似）、凸轮、滑轮、杠杆、电子线路、软件以及其他方法可以将旋转传感器用于测量线性运动，反之亦然。缺乏空间、成本、便于安装等因素都是我们这样做的原因。



图15-4-2 电缆式位置传感器可在微小尺寸中扩展测量范围

一旦确定了是采用接触式或非接触式方案以及测量旋转运动或是线性运动，就很容易对传感器技术做出选择。

下一步需要确定的是要监控一维运动还是多维运动。如果运动是多维的，就需要确定是在多个维度上都进行测量，如果对象运行于多维空间，而只需要测量其中的一维。

通常，多维运动通过多个一维传感器进行测量。

另外，必须考虑需要获得的信号类型。如果需要指定某一特殊位置的信号，应当选择绝对输出的传感器。

但如果需要的是从某个先前位置开始的相对位置或开关指示器，那么增量或门限技术更为合适。图15-4-3给出了一些增量式旋转光学编码器。



图15-4-3 增量式旋转光学编码器可提供积分式数字输出

增量式传感器和绝对式传感器的一个重要区别是增量式传感器在掉电后需要重新进行初始化（通过在上电时刻将被监控对象移动到原点位置）。在某些应用中这是不可接受的。门限测量本质上是一种开关量，且通常涉及限位开关或相似的器件。正如我们所猜想的一样，绝对式器件通常比增量式或门限器件更加昂贵。

位置传感器的行程（通常也叫做范围）可以在几微米到几百英尺之间变化（或更高，取决于对传感器的定义）。许多精密传感器的范围都不大于10in。

如果我们的应用是用于空间站或其他对尺寸和重量敏感的平台，那么需要指定传感器的最大尺寸和最大重量。

应用所处的工作环境对技术的选择也有非常大的影响。我们需要确定器件的工作温度和存储温度，以及是否需要满足商业、工业或军事环境需求。

另外还需要考虑是否会出现太大的湿度、湿气、冲击、振动或电动势（EMF）。确定环境是否具有其他独特的特点，如高压、低压以及危险或腐蚀性化学物质是否存在等。

传感器的安装方法及其所需要的时间是一个经常被忽略的参数。对于测试应用来说，该参数并不很重要。但为了减小劳动成本并便于维护，OEM和大规模的应用通常都需要简单的安装和卸载方法。可以设想，如果某个传感器只能使用制造商提供的特殊安装工具进行安装，或者存在许多种可用的安装方法，其效果将会是如何的不同！除了普通的螺纹紧固方法之外，临时性安装方法还包括吸盘、磁体、工业黏合剂、槽式装配和钳位等。

除了上述参数之外，还有一个必须考虑的参数，即精度。尽管精度非常重要，而且有时候还相当关键，但它常常是传感器选型中最具自由度的一个参数。根据经验可知，精度并不是一个被广泛认可的条件。通常，为了便于销售或者满足用户需求，许多器件都具有多个不同的精度、线性度、可重复性、分辨率和迟滞性。

随着如今软件校准工具的出现，线性度不再像以前那么重要。事实上，对于许多应用来说可重复性是最重要的。

通常，精度以密耳或微米等绝对单位或者占满量程的百分比等相对单位来表示。如果要比较几个器件的精度指标，必须确保是以相同的单位进行比较。例如，检查精度指标是在某个温度点还是在整个温度范围内有效。如果需要，还应当确定是否

可以进行温度补偿。

如果希望具有较大的循环工作次数或者传感器将工作较长时间，那么需要指定传感器的寿命和可靠性需求。在选择传感器时，应清楚它所能提供的保证性能以及如何处理维修等事宜。

能够进行内部维修的传感器可以极大地降低成本。需要考虑它的推荐重复校准周期，以及是否提供了校准程序。

向销售商咨询他们的传感器最能满足什么样的用途是一个很好的想法。常见的用途包括OEM、产品改进、工业控制、商业、测试和测量。该传感器很有可能曾经在我们的应用类型中使用过。

在确定传感器指标的初期，有时甚至不会考虑产品成本。通常，随着工程逐步深入，产品成本这个参数才变得越来越重要。

在确定成本时，需要考虑产品的初始购买成本和后续维护成本。例如，是否需要特殊的信号调理电路、电源、电气连接器、机架、安装工具或装配设备。必须向销售商咨询通常的维修、维护和替换成本。另外，需要咨询单买成本和批量购买成本。如果将来需要有少量替换单元，那么批量购买节省下来的成本（例如，批量购买时100美元一个，而单买则是600美元一个）也是一个重要的考虑因素。

另一个常被忽略的参数是产品到货时间。产品的加工、制造以及某些传感器的定制特性都使得交货周期可能超过八周。该交货周期可能还可以接受，但如果需要额外批量或者一个备件时却要等六个月的交货周期呢？必须评估一下我们是否能够承受在后续时间内缺少一个部件的情况。

很明显，传感器是系统的一个部件。因此，必须确定期望的电气输入和输出需求。通常的输出有模拟交流和直流电压、电阻、电流（4mA~20mA）、数字信号和视觉信号（仪表）。

现在，出现了越来越多的基于传感器总线协议的输出。大多数位置传感器都需要50V或更小的电源电压，而且有些还实现了自激励。

最后，对于那些快速移动的应用，还必须确定需要监控的最大速度或加速度。必须确保数据采集或控制系统具有足够快的采样速率来记录数据流。

15.4.3 需求核对

既然知道了关键参数，现在需要确定的是哪些参数与我们的应用相关，而且在这些参数中哪些最为重要。如果没有对需求划分优先级，那么很难做出抉择。我们可能会觉得没有一个传感器可以满足需求。有可能是这样，但最可能的是需求太过苛刻。为了达到最佳的选择，我们需要做出权衡。

例如，最近有一个工程师跑到我们公司来，他想寻找一种传感器，其分辨率为±0.000 1in，测量范围超过30in，并且希望将成本控制在500美元以下。他非常固执，一定要满足所有的指标。而我们的产品不能满足他所有的指标，而且如果按他的要求卖给他，我们将亏本。深入讨论之后，我们发现他的分辨率要求只在整个范

围的某个有限部分，而且成本目标尽管非常重要，但还有一定的弹性。

因此，在此情形下，测量范围更为重要，其次是分辨率，然后才是成本。

这个故事的寓意在于将目光集中在最高需求上。根据需要的指标，做出能够做的最佳决策。但需要记住，我们不可能事事如意。

15.4.4 后续步骤

本章已经给出了位置传感器选型的一些参数，但并没有提供为位置传感器选择哪种类型技术的任何信息。传感器技术瞬息万变，我们很难归纳出某种特定技术的性能和局限性。这意味着我们不可能在这里详细地覆盖这一领域。对于各种技术的细节，可以参考本章前面各节的叙述。

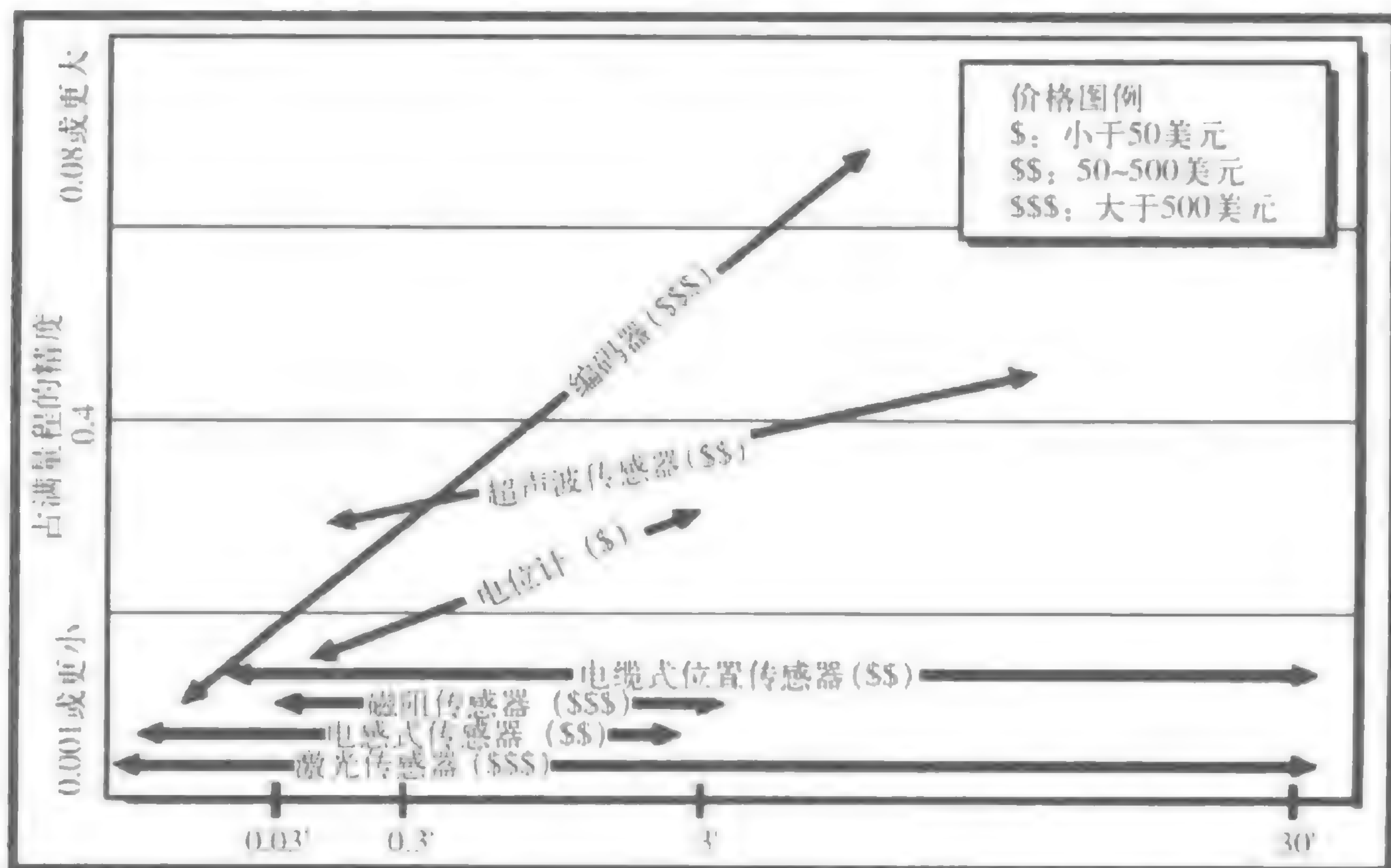


图15-4-4　选型权衡——线位置传感器的一般性能比较

另外，技术的选择应当在需求确定并划分好优先级之后才能进行。如果需求是众所周知的，那么技术的选择往往不选自明。例如，只要知道是需要接触式或非接触式技术就可以将选择范围缩减一半。如果需要的是非接触式技术，图15-4-5所示的激光位置传感器可能就是一个很好的选择。

为了了解一些更普遍的线位置测量技术的性能，图15-4-4基于成本、精度和最

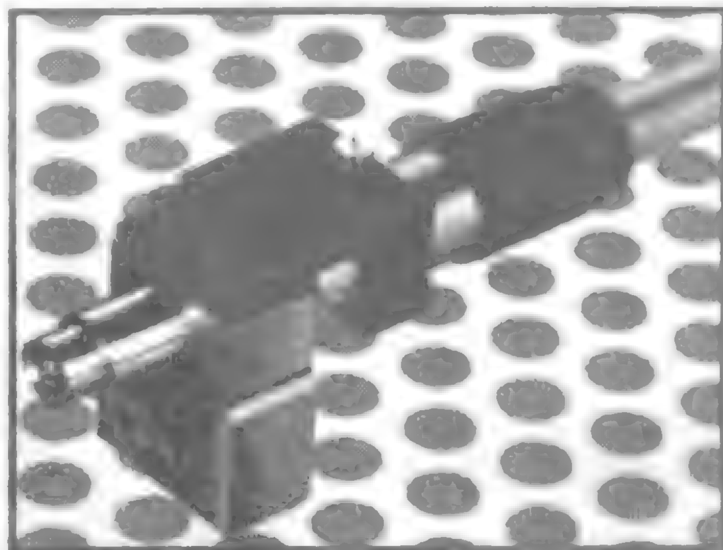


图15-4-5　激光位置传感器的分辨率可达0.1μm或更高

大范围等指标对它们进行了比较。注意，该图并不包括所有的技术。

有时候，我们很难清楚界定我们所需要的参数值以及哪些参数更为重要。但更难的是从销售商那里得到这些参数，并对不同销售商声称的数据进行比较。为了获得产品的真正信息（而不是从销售商产品目录上看到的数据），可以翻阅一下传感器相关的出版物（如*Measurement and Control*、*Control and Sensors*等），参考关于位置测量产品和技术的相关文章。

另外，一定要向同事咨询，从他们那里得到一些经验和建议。很可能，他们手边就有我们需要的针对我们的应用进行测试的位置传感器。

当然，在如今这个时代，必须从网络引擎和因特网新闻组里进行搜索。通过搜索引擎，我们可以接触到大量的工程技术、仪器和测量导向的新闻组。在Thomas Register和Sensors Buyer's Guide上也可以找到大量的位置传感器制造商的资源。

还可以与销售商联系，并获取一些相似应用的参考。可以向那些相似应用的单位咨询，了解他们为什么选择那种产品以及使用效果是否理想。另外，可以找到他们所考虑到的其他选择。

最后，向销售商索要产品样品或评估单元，从而可以在购买之前进行测试。如果销售商犹豫，可以答应向他们提供评估总结的测试报告。该信息对他们可能是非常珍贵的，因此他们可能会更乐意帮助。

图15-4-2、图15-4-3和图15-4-5分别由Space Age Control、Oak Grigsby和Dynamic Control Systems公司提供。

15.4.5 参考文献与资源

J. Fraden, *AIP Handbook of Modern Sensors*, American Institute of Physics, New York, NY, p. 264, 1993, 1996.

文章

Schaevitz Engineering, *Handbook of Measurement and Control*, Pennsauken, NJ, 1976.

I. Busch-Vishniac, *Electromechanical Sensors and Actuators*, Springer-Verlag, New York, NY, 1998.

Thomas Register Directory of American Manufacturers, Thomas Publishing Co., New York, NY, 1997.

网络

Sensors Buyer's Guide, www.sensorsmag.com.

Thomas Register, www.thomasregister.com.

传感器

Dynamic Control Systems 7088 Venture St., Ste. 205 Delta, BC Canada V4G 1H5(604) 940-0141 Fax: (604) 940-0793, www.dynavision.com.

MicroStrain, Inc. 294 N. Winooski Ave. Burlington, VT 05401 (802) 862-6629 Fax: (802) 863-4093, www.microstrain.com.

Midori America 2555 E. Chapman Ave., Ste. 400 Fullerton, CA 92831 (714) 449-0997 Fax: (714) 449-0139, www.thomasregister.com/midori.

OakGrigsby, Inc. 84 N. Dugan Rd. Sugar Grove, IL 60554 (630) 556-4200 Fax: (630) 556-4216 www.oakgrigsby.com.

Senix Corp. 52 Maple St. Bristol, VT 05443 (802) 453-5522 Fax: (802) 453-2549 www.senix.com.

SpaceAge Control, Inc. 38850 20th St. E Palmdale, CA 93550 (661) 273-3000 Fax: (661) 273-4240, www.spaceagecontrol.com.

第16章 压力传感器

16.1 压阻式压力测量

Glenn Harman 全球产品负责人 Honeywell Sensing and Control公司

压力传感器通过将压力输入转换为电气输出来测量压力、力和气流。该测量可用于控制任何事物，包括洗衣机的水位控制和汽车排气系统的气体排放控制等。在医疗设备中，压力传感器用于监控血压，调节静脉注射，以及检测头颅压力、听力障碍和青光眼等变化。在制造和加工工业中，人们通过压力传感器来控制他们的机器和工艺。压力传感器在HVAC系统、铲车和推土机等设备的工作中也具有基础性的作用。在飞机中，它们可用于测量高度和浊度，并且是所有商业航班必备的飞行数据记录仪的一个重要特征。

只要是需要对压力、力或气流进行精确控制的场合，就存在压力测量的潜在应用。如今，无论压力是小于1psig，还是几千psig，压力传感器都具有高度的可重复性、低迟滞性和长期稳定性。

16.1.1 压力测量技术基础

大多数压力、力和气流传感器都采用与半导体工业中相同的硅加工技术进行制造。因此，半导体工业中使用的很多术语也同样适用于压力传感器技术。由于压阻式离子注入半导体工艺具有许多优良的特性，因此它在压力传感器元件市场中占据着支配地位。其他方法还包括可变磁阻式、可变电容式、光纤式和压电式，它们主要应用于某些特殊场合，但不在本章的叙述范围之内。

压阻式压力传感器（应变计传感器）通常也叫做IC（集成电路）传感器、固态传感器、单片电路传感器（由单晶硅加工而成）或硅传感器。它们以晶片的形式进行加工，而且根据传感器冲模尺寸的不同，每个晶片都包含了几百到几千个的传感器冲模。典型传感器芯片的大小是80mil×80mil（或$2mm^2$）。

压阻式（硅）压力传感器包含一个敏感元件，它由一个硅芯片、一个圆薄形硅膜片和四个压电晶体管组成。硅表面埋有四个几乎完全一样的固态电阻器。

半导体的压电电阻与压力或力作用到膜片时应变计所引起的阻值变化有关。压力迫使膜片弯曲，从而在膜片和被掩埋的电阻器上诱导出一个应力。

电阻器阻值的变化取决于作用在膜片上的压力的大小。因此，机械输入的压力变化转换成了电气输出的阻值变化。敏感元件将一种形式的能量转换或变换成另一种形式的能量，因此也称压力传感器为“压力变换器”。

首先，压力传感器在硅片上以离子注入的方式添加四个压电晶体管。扩散方式制造的传感器越来越多地使用离子注入技术来获得改进的性能。

加工好四个压电晶体管之后，在硅片背部（与压电晶体管相反的表面）以化学蚀刻的方式加工出一定的形状，就得到了膜片。硅片上没有蚀刻的部分可作为膜片的刚性边界约束，而且它们是膜片与其他部件之间的装配面。

膜片的厚度决定了传感器的压力范围（灵敏度）。但它们之间并不是线性关系。例如，膜片厚度增加一倍，灵敏度就降低至原来的四分之一。根据压力范围的不同，典型的膜片厚度是5μm~200μm（非常薄的材料）。过压是指可作用到传感器的敏感元件上的最大压力（不造成输出特性的永久变化）。

硅应变计的灵敏度或应变计因子大约是金属应变计的100倍。将压电晶体管注入到各向同性的单晶硅介质上，就构成了硅的力测量元件。通常，其他应变计的力测量元件都由各向异性的材料构成，因此具有热弹性应变和复杂的制造工艺。由于大多数离散应变计存在结合退化、温度敏感性以及由热弹性应变引起的迟滞性，因此它们本质上是不稳定的。由于硅是感知作用力的一种理想材料，且注入式器件不存在结合问题，因此硅膜片压力传感器是一种非常可靠的器件。

硅是一种完美的晶体，它不会被永久拉伸，能返回到其原来的形状。由于硅在其工作范围内具有非常好的弹性，因此相对金属来说，硅晶片更适合作为压力测量膜片。硅膜片通常只有在断裂时才会损坏，而且该断裂通常是由于极端的过压。制造商可以利用微机械加工和激光调整技术生产出具有极高精度的可靠传感器。

传感器的电阻可以按半桥方式连接，也可以按惠斯登电桥的结构连接（从而两个电阻的阻值随正压力的增加而增加，而另两个电阻的阻值随正压力的增加而减小）。如图16-1-1所示，当压力作用在器件上时，桥臂电阻的阻值将发生ΔR的变化。硅片上的电阻排列决定了电阻阻值是随外加压力的增加而增加还是随其增加而减小。

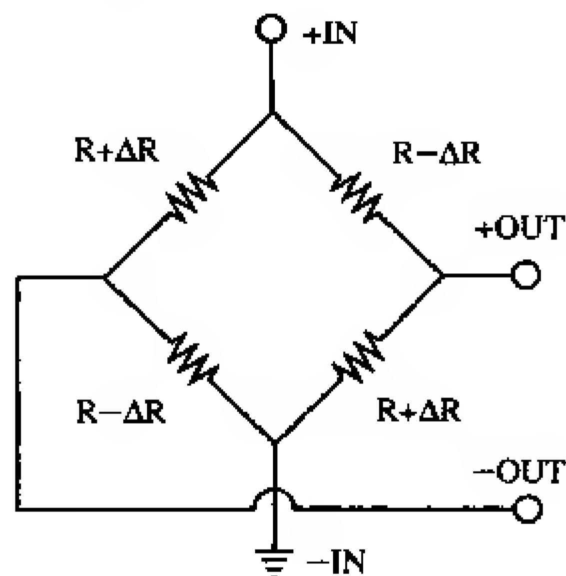


图 16-1-1

差分输出电压V_O很容易通过$V_O=V_B \times AR/R$来获得。由于电阻的变化直接与压力成正比，因此V_O可写为$V_O = (S \times P \times V_B) \pm V_{OS}$。

其中V_O是输出电压（mV），S是灵敏度（mV/V per psi），P是压力（psi），V_B是电桥电压（V），V_{OS}是偏移误差（外加压力为零时的差分输出电压）。

然而，这种纯粹压力传感器的差分输出在校准和温度效应方面并不精确。部分原因可能是传感器制造商提供了多种级别的信号调理传感器，比如从基本的原始状态到完全校准和补偿的变送器（具有放大输出和应用相关的集成电路）。

16.1.2 压力测量类型

压力传感器可以按照所测压力的类型进行分类。大多数传感器都具有一系列的产品，它们分别测量不同类型的压力，包括表压传感器、差压传感器、绝对压力传感器、真空计。

通常，我们多数需要处理的都是表压，即以我们周围的标准大气压为参考的压力。因此，很容易将绝对压力与绝对压力传感器（测量以理想真空为参考的压力）混淆。由于理想真空的零绝对压力不可能获得，因此绝对压力更难以测量。如果我们对更熟悉的差压和表压有清晰的理解，那么就很容易理解绝对压力。

差压是两个压力源之间的压力差，例如通过测量两个压力源来确定滤波器的状态。此类压力测量的单位通常是psid（磅/平方英寸，差压）。

差压传感器可同时接收两个独立的压力源，因此具有两个压力端口。由于其输出与两个压力源的压力差成正比，因此可以用该输出来确定滤波器是否需要清洁或替换。双向差压传感器是允许更大的输入压力作用到任意一个压力端口的差压传感器。

图16-1-2给出的是一个差压传感器。该传感器的两个端口都作用有被测物理量(需要通过测量来量化的物理参数)。

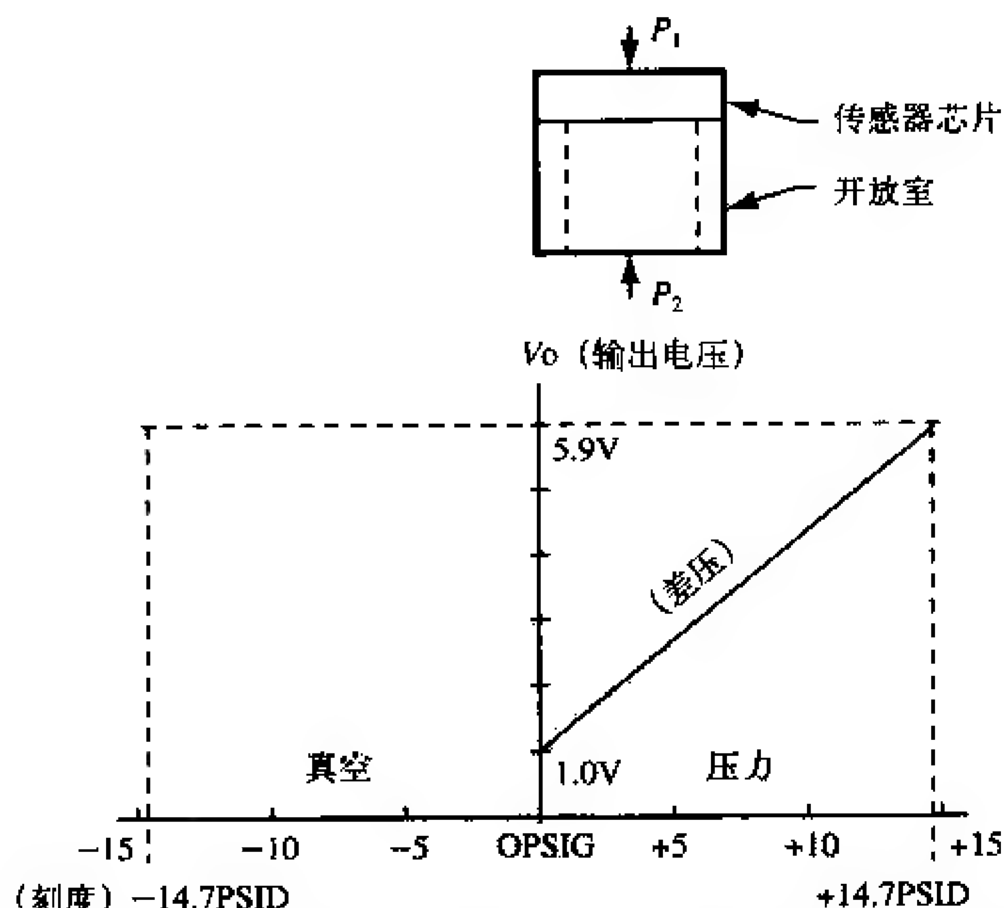


图16-1-2 经信号调理的差压传感器输出，当两个端口的压力相等时输出为1V

若两个压力源中的某一个是环境压力时，则称所测压力为表压。因此，表压是差压测量的形式之一，只不过其参考压力是大气压力而已。汽车轮胎的压力测量便是一个例子，它需要一个比大气压力更高的压力来维持轮胎的性能特征。如图16-1-3

所示，表压器件的P1端口接至大气压力，而P2端口接至被测物理量。

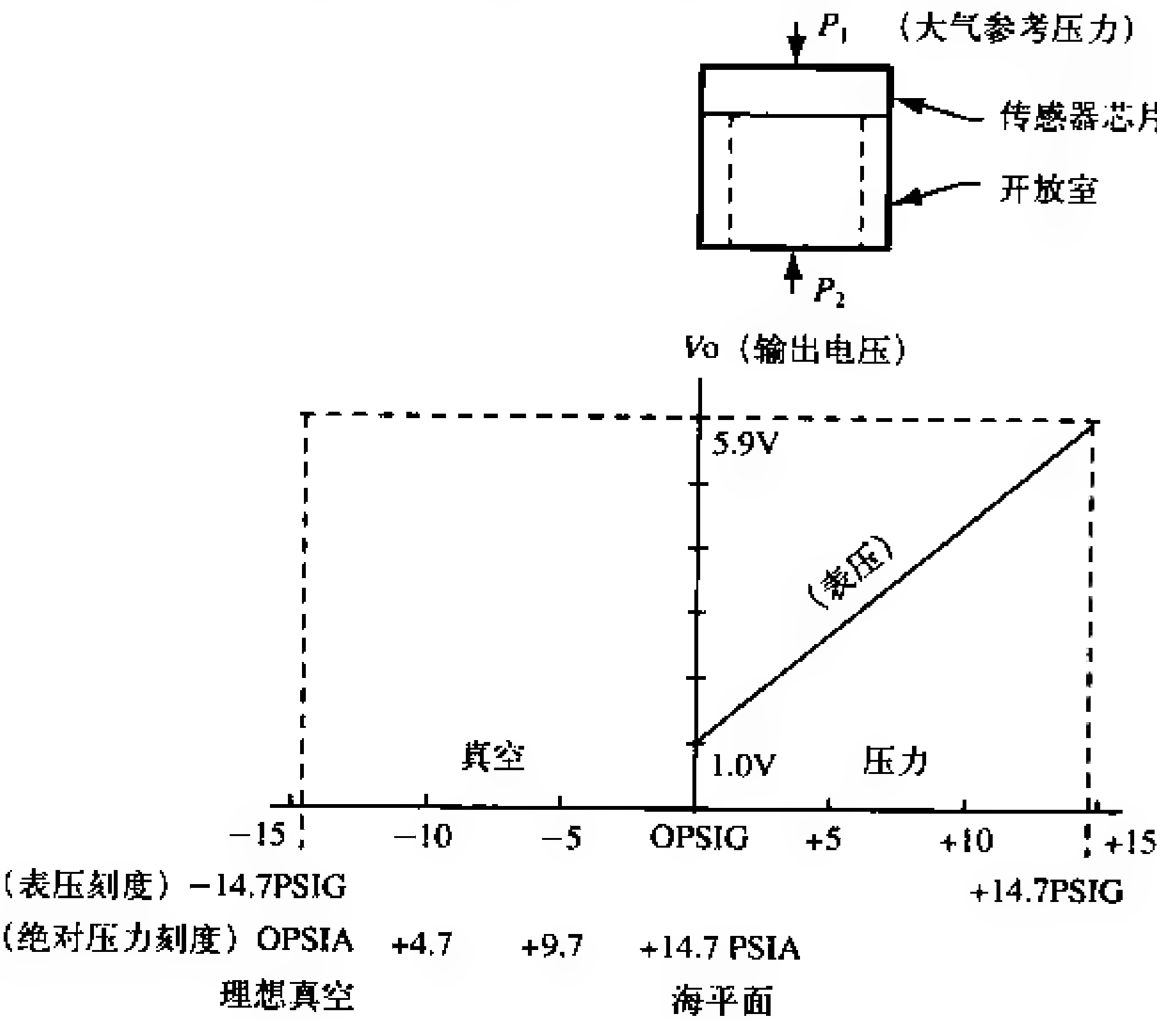


图16-1-3　高空表压传感器输出，环境压力输出为1V

绝对压力的测量则以真空为参考压力。绝对压力传感器通常用于测量大气压力的变化或作为高度计。这些应用需要以一个固定的压力为参考压力，因为它们不能简单地以周围环境压力为参考。

绝对压力传感器测量的是相对于零压力（膜片一侧的总真空值）的输入压力。例如，10 psia是指比理想真空的压力高10psi。当海平面为14.7 psia时，10 psia相对于低于标准大气压约4.7psi。0psia是理想真空的压力。

在图16-1-4所示的绝对压力传感器中，P2端口通过一个真空进行密封，它表示一个固定的参考压力。真空参考量与作用在P1端口的被测物理量之压力差迫使膜片发生偏转，从而产生输出电压变化。

注意：为了便于说明，这里使用psi作为压力测量的单位。显然，该单位可以转换成其他常用的单位，如Hg、kPa、bar等。

绝对压力传感器可通过在敏感元件的一侧密封出一个真空室来实现，如图16-1-5所示。被测压力则相对于该真空参考压力进行测量。传感器中密封的实际“真空”大约是0.000 5psia（25mmHg）。如果参考室内残留有气体，那么根据波尔定律，随着温度的变化，该气体的热胀冷缩会产生一定的压力。因此，采用接近于绝对真空的压力作为参考值可以减小潜在的热误差。集成电路压阻传感器的优势之一便是其

残留真空参考压力非常小。该优势与可靠的硅—硅真空密封能力相结合，使得集成电路压阻传感器对时间和温度都非常稳定。

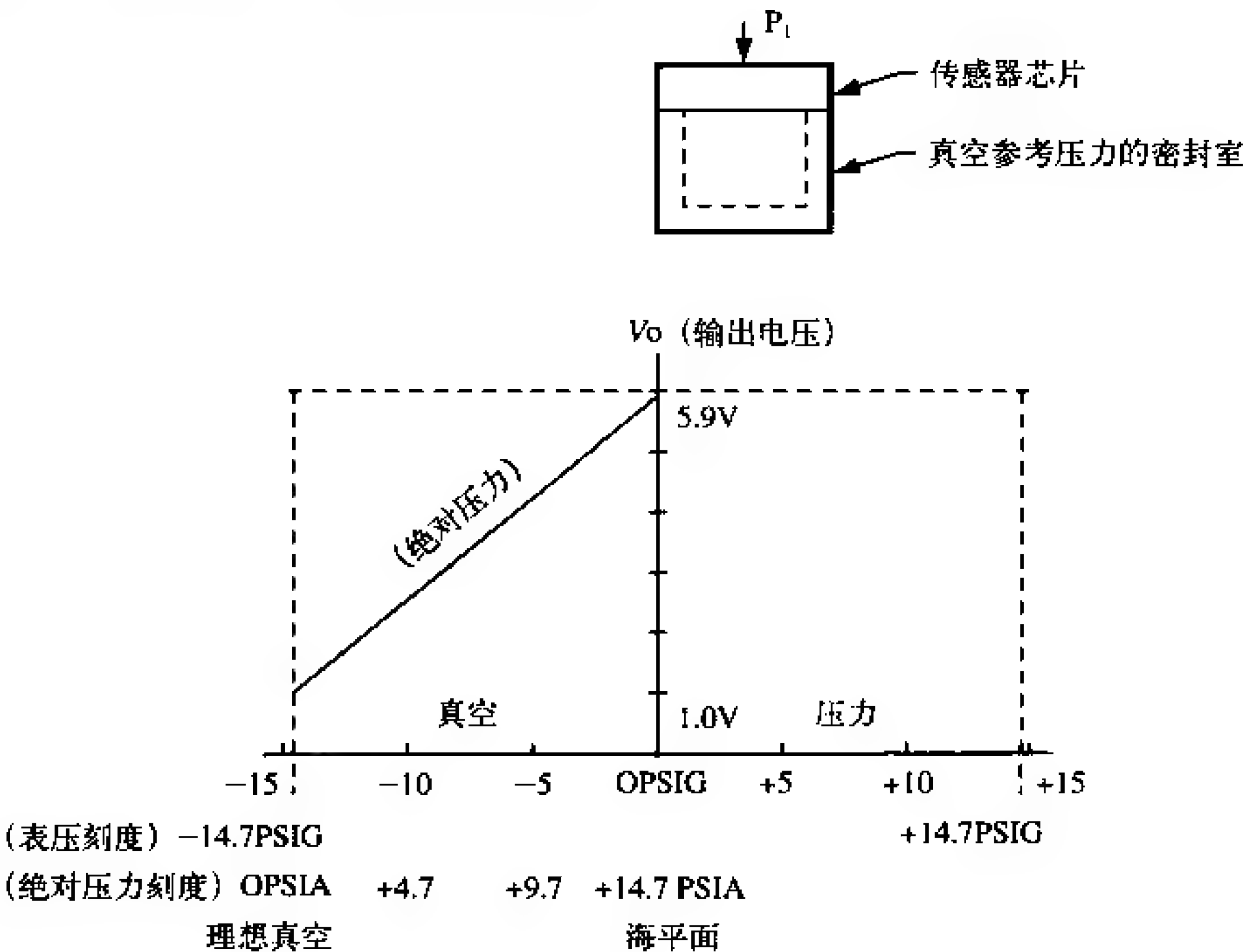


图16-1-4 经信号调理的绝对压力传感器输出，理想真空时输出为1V

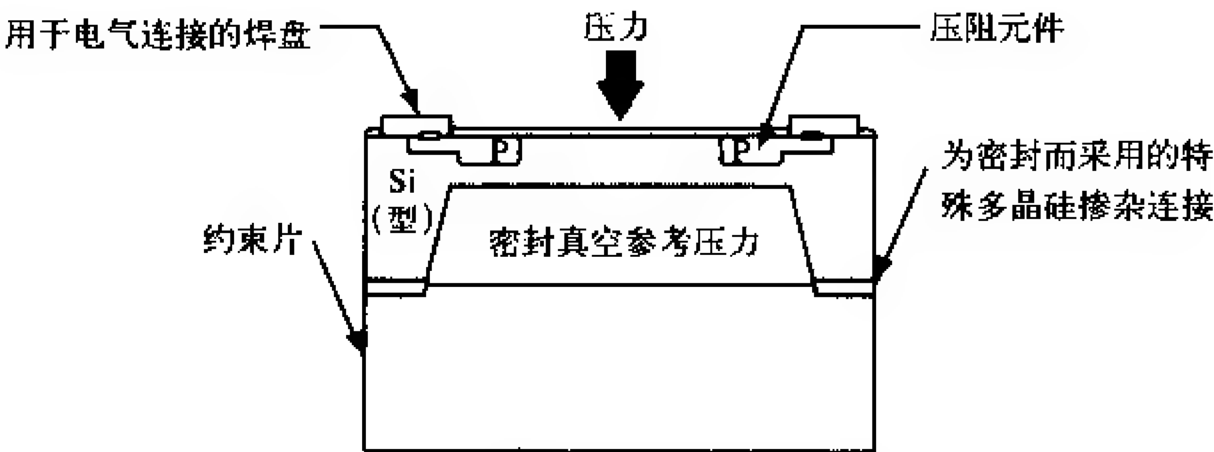


图16-1-5 敏感元件一侧有密封真空参考室的绝对压力传感器

最后，真空计也是压力测量的形式之一，但该真空压力是以环境压力为参考压力进行测量的。图16-1-6给出了真空计传感器的输出。

16.1.3 压力传感器的选型与说明

知道了需要测量的压力类型，就可以根据具体应用中重要的性能参数来缩小搜索范围，从而找到合适的传感器。

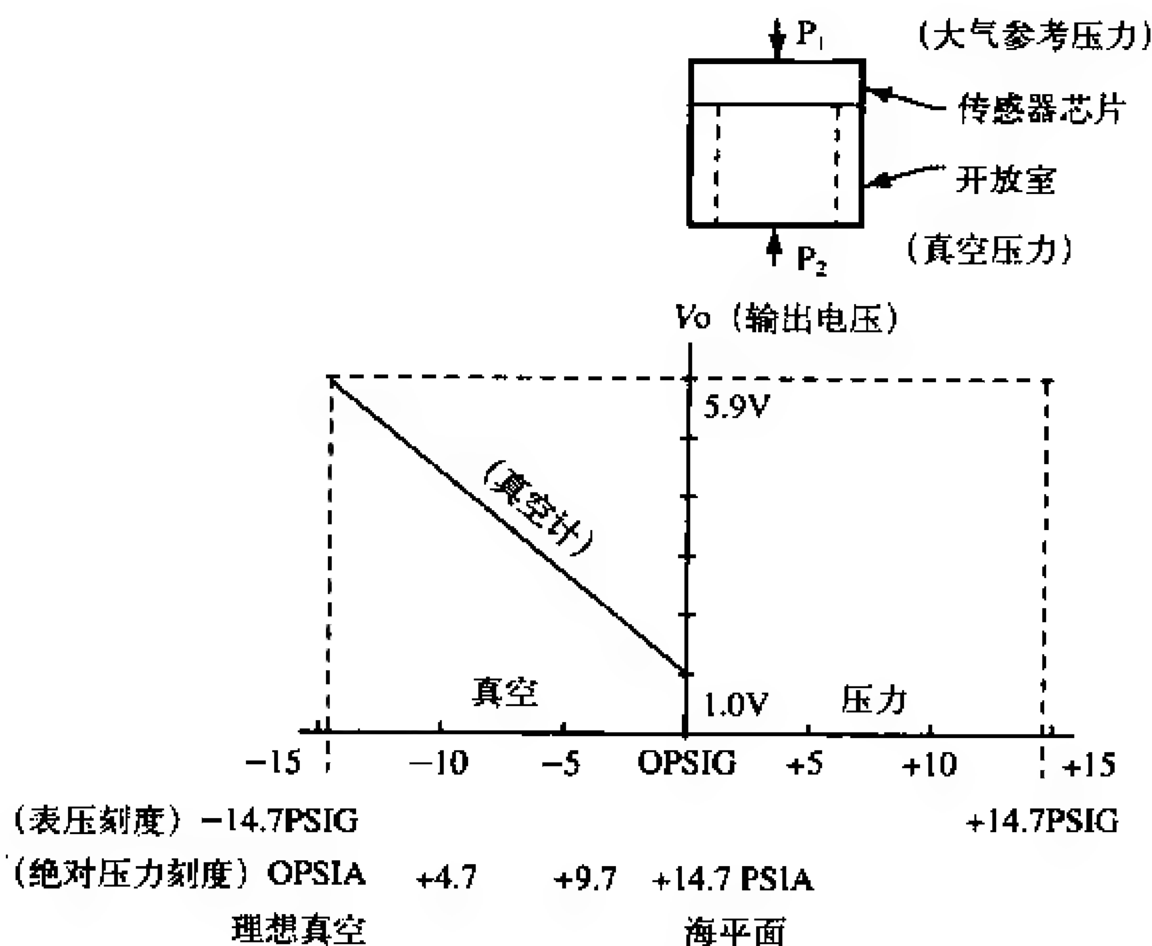


图16-1-6 高空真空计传感器的输出。周围大气压力的输出为1V

传感器制造商应当确保用户购买的传感器与用户的应用相兼容，而且多数供应商也提供了某种类型的应用数据表来帮助用户搜集必要的信息，以便针对其应用选择最合适的传感器。例如，网页http://content.honeywell.com/ sensing/prodinfo/pressure/technical/c15_7.pdf中的表格列出了压力传感器选型中最相关的一些指标，包括压力、精度、电气封装和环境需求等。

1. 传感器测量的是什么压力

首先需要考虑的是系统的最大压力。一般来说，我们希望传感器的最大压力范围至少是系统期望最大压力的1.5倍。设计额外容量是非常明智的，因为许多系统（特别是液压和过程控制系统）都具有压力尖峰脉冲或持续脉动。尖峰脉冲可能是"最大"压力的5~10倍。这些短时间的高压尖峰脉冲可能损坏压力传感器。持续的高压脉动（接近或稍高于传感器的额定最大值）也将缩短传感器的寿命。如果脉动频率接近传感器的自然（谐振）频率，那么即便是低幅值的脉动也将造成谐振激励并损坏传感器。但是选择更高范围的传感器并非始终是好的解决方案，因为那样将牺牲分辨率。可以使用缓冲器来减小尖峰脉冲，但这也需要进行权衡，因为它将降低传感器的响应时间。

在传感器指标中，跨度或满量程输出是传感器压力范围（输出曲线端点之差）的上限和下限之代数差。通常，端点是零和满量程。零位失调（被测变量输出为零，ZMO）是传感器膜片两侧的压力或力相等时的电气输出。"零位"是指压力相等，而"零位失调"是指压力处于零位时传感器的输出。

大多数制造商都会告知用户他们的产品可以在不损失性能的前提下使用多少周期。例如，Honeywell公司的产品具有超过两亿次的全压周期。在选择传感器时必须仔细考虑系统压力。我们需要在系统精度和传感器寿命之间做出权衡。

2. 压力介质是什么

传感器选型需要考虑的另一个关键因素是测量介质。介质是粘性液体，还是传感器端口可以插入的泥浆？介质是否会溶解或腐蚀传感器材料？介质是否是清洁干燥的空气？

这些问题将决定我们是否需要嵌入式膜片器件以及采用什么材料与介质接触。有些传感器具有嵌入式膜片，而其他的则具有压力端口。当需要与介质接触时，可以选择不锈钢膜片来减少腐蚀性介质引起的问题，如图16-1-7所示。



图16-1-7 为了在恶劣或潮湿环境下进行测量，必须采用不锈钢压力腔来保护其性能

3. 传感器需要什么样的精度

精度是许多传感器制造商用于描述传感器输出测量误差或不确定度的一个通用术语。误差源可能包括非线性度、迟滞性、非重复性、温度、零点平衡、校准和湿度影响等。大多数制造商都把"精度"看作是非线性度、非重复性和迟滞性的组合影响。其他误差则进行单独规定。

线性度误差是在期望压力范围内传感器输出曲线与规定直线的偏差（线性器件偏离理想性能的程度）。它通常表示为占满量程输出的百分比。计算线性度误差的方法之一是最小二乘法，它从数学上给出了数据点的最佳拟合直线（BFSL），如图16-1-8所示。在选择压力传感器时，用户必须仔细定义计算线性度误差的方法。

定义线性度的另一种方法是终端线性度（TBL）或端点线性度，如图16-1-9所示。TBL通过在输出曲线上绘制终端数据点之间的直线（L1）进行确定。数据点的选取必须使垂直直线的长度最大。垂直直线的长度表示终端线性度误差。TBL近似为BFSL幅值的两倍。

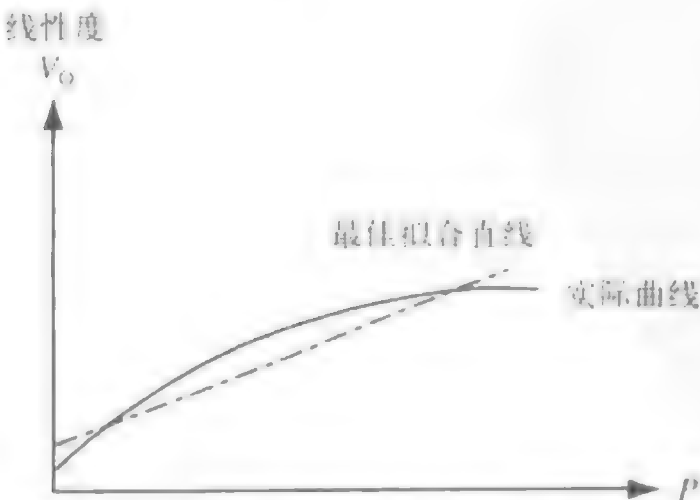


图16-1-8 最佳拟合直线线性度

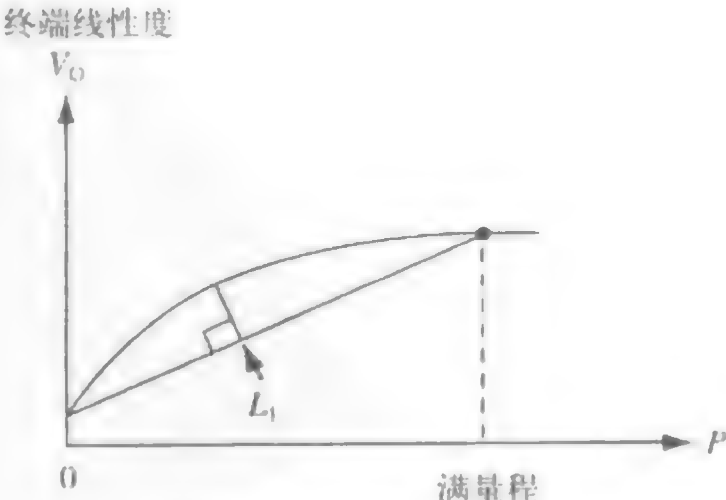


图16-1-9 终端线性度

可重复性误差是连续应用中在保持其他条件不变的情况下，任意给定输入压力时输出读数的偏差，如图16-1-10所示。

迟滞性误差通常是机械迟滞性和温度迟滞性的组合。图16-1-11给出了作为这两种影响组合的迟滞性。

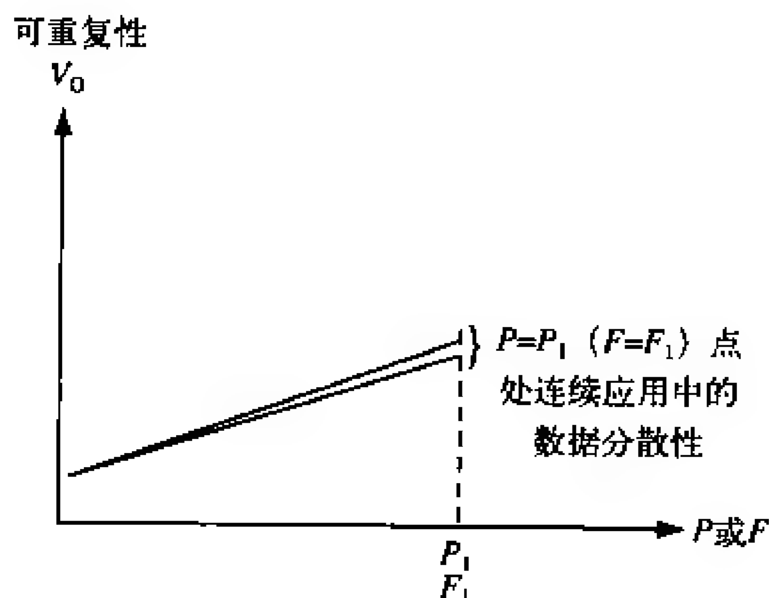


图16-1-10 可重复性误差

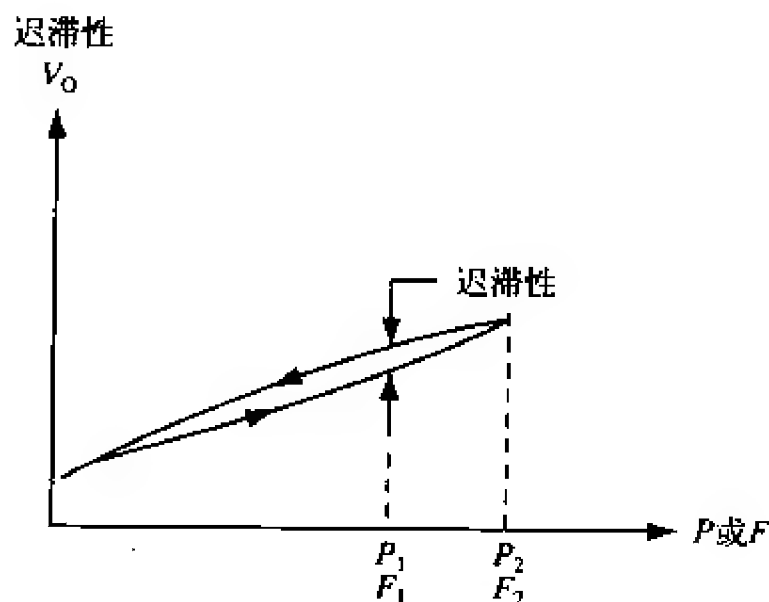


图16-1-11 迟滞性

机械迟滞性是以递增和递减两种方式逼近某一特定输入压力时传感器的输出偏差。

对许多传感器来说，"精度"误差比零点平衡或温度引起的误差小。高精度传感器的成本通常更大。系统是否真正需要高精度？在低分辨率测量中使用高精度传感器并不是一种有效的解决方案。

4. 传感器能够承受的温度是多大

与所有物理测量系统一样，在极端温度下，压力传感器会产生误差或故障。传感器通常具有两种温度范围，即工作范围和补偿范围。其中，补偿范围在工作范围之内。

工作温度范围是传感器被施加能量而不遭受损害的温度范围。然而，当传感器处于补偿温度范围之外时，它将不再满足其发布性能指标（温度系数）。

补偿温度范围通常是工作温度范围内的一个较窄范围。在该范围内，可确保传感器满足其发布指标。温度变化通过两种方式影响传感器的输出。它们可能引起零点输出发生变化，并且同时影响满量程输出。传感器的性能指标应当包括下面这些温度误差。

- 温度变化1°C时输出变化占满量程的百分比。
- 温度变化1°C时输出变化占读数的百分比。
- 在整个补偿温度范围内输出变化占满量程的百分比。
- 在整个补偿温度范围内输出变化占读数的百分比。

如果没有这些数据，那么在使用传感器时便会产生不确定性。传感器输出的变化是来源于压力的变化还是温度的变化？大多数制造商都详细说明了他们每个产品的工作温度范围和补偿温度范围以及零点和满量程温度系数。温度对传感器的影响

通常是理解如何使用传感器的最复杂的部分。

5. 零位温漂或热零点偏移

零位温度漂移是零位压力时温度变化引起的输出变化值。由于不同器件的零位温度漂移相差较大，因此它并不是一个可预测的误差。温度变化将导致整个输出曲线沿着电压轴上移或下移，如图16-1-12所示。

灵敏度温度漂移是温度引起的灵敏度变化。如图16-1-13所示，温度的变化使传感器输出曲线的斜率发生变化。一般的误差灵敏度漂移是指任意环境变化引起的灵敏度变化。

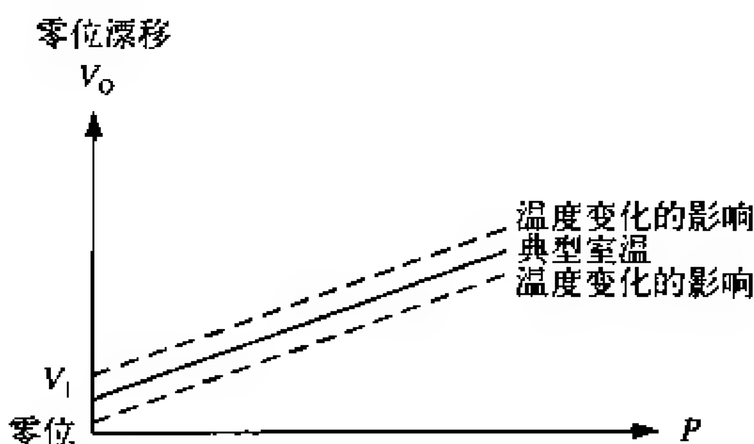


图16-1-12 零位漂移误差

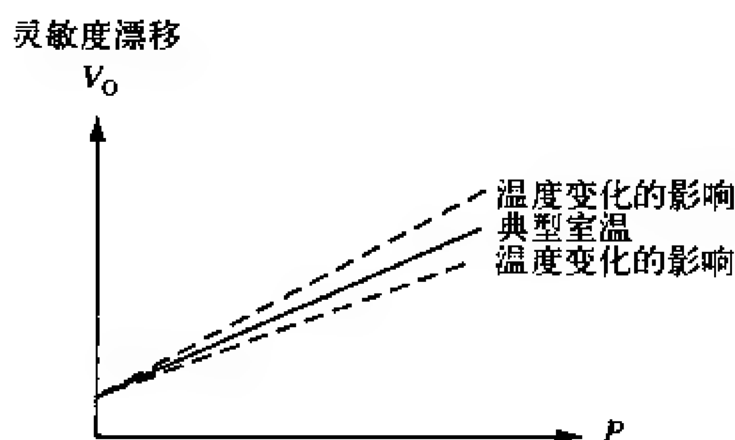


图16-1-13 灵敏度漂移误差

温度迟滞性是某个温度周期前后时刻特定输入对应的输出偏差。

在某些应用中，可能需要降低或完全摒弃制造商公布的某些指标。例如，如果传感器仅用于规定温度范围的一半，那么规定温度误差也可以相应减半。

6. 应该使用哪种输出信号

几乎所有传感器都具有毫伏级电压、放大的电压、毫安级电流和频率等输出选择。输出选择取决于多个因素，包括传感器与系统控制器或显示器的距离、是否存在“噪声”或其他电气干扰、是否需要进行放大以及放大器最适合放在哪里等。许多OEM产品中传感器和控制器之间的距离都很短，因此毫伏电压输出通常就已经足够满足要求，且成本也较为低廉。

如果需要对传感器的输出进行放大，那么建议使用带内部放大器的传感器。对于传输线缆较长或电气噪声较高的应用，采用毫安级电流或频率输出更为合适。如果射频干扰或电磁干扰（EEI或EMI）较大，那么除了采用毫安级电流或频率输出之外还需要考虑特殊的屏蔽和滤波措施。

7. 激励电压多大

期望的输出类型可能决定了所需要的激励电压大小。许多放大式传感器具有内部稳压器，因此可以在很宽的未稳压电压范围内工作。有的传感器是基于比率技术的，因此需要稳压激励电压。比率意味着传感器的输出与电源电压成正比（在其他条件不变的前提下）。比率误差是该比例的变化，且通常用占满量程的百分比来表示。可用电源也许规定了我们是使用稳压传感器还是未稳压传感器。必须在可用的激励电压和系统成本之间进行权衡。许多传感器或应变计放大器都可以使用恒压激励或

恒流激励。

8. 是否需要传感器具有可互换性

传感器在系统之间的可互换性是否重要？或者是否对每个器件都按照系统的一部分进行校准？这是个很重要的问题，尤其是对于OEM而言。一旦将产品发货给顾客，现场校准的成本可能就会非常高。如果传感器的确是可互换的，那么可以在现场对传感器进行替换，使系统仍能满足指标要求。

9. 传感器的时间稳定性如何

大多数传感器都将随时间而发生“漂移”。向销售商了解产品的长期稳定性非常重要。充分的前期工作可以减小将来现场问题的发生。

10. 如何将传感器连接到电子系统

传感器是否只需要一根很短的电缆？或者，如果需要长电缆，那么传感器是否还需要一个连接器？大多数压力传感器都配有电缆或可选的连接器。

11. 传感器需要多坚固

一个经常被忽略但又最让用户懊恼的因素是传感器的坚固性（尤其是其机架的坚固性）。传感器的预期工作环境非常重要。湿度或湿气是否很大？传感器如何安装？是否有高度的冲击或振动？所有这些问题都需要在选择机架样式时进行考虑。

由于压力传感器具有非常广泛的应用，因此它们既有高性价比的塑料封装轻型器件，也有包含不锈钢机架的密封器件。其中后者可用于极端或危险环境、含腐蚀材料的区域，以及食品加工或医疗设备制造等需要无菌环境的应用。

下面给出了一些应用示例。在这些示例中，传感器的工作环境对传感器的选型具有非常重要的影响。

(1) 用于医疗、食品和加工工业的高压灭菌器和消毒器。

消毒器主要用于减小生物危害，包括对器械进行消毒，或者是在处理具有生物危害的废弃物之前处理其生物危害。可以采用蒸汽、气体、电或紫外线来杀灭细菌，但压力传感器只能用于蒸汽或气体消毒器。高压灭菌器可以应用在许多场合，包括食品加工和压焊、木材加工和化学晶体的培育等。它们毫无例外地都通过加压蒸汽室工作，且其体积可大可小（小至微波水平，大至一间房子）。

过程：高压灭菌器、蒸汽消毒器和气体消毒器都采用与高压锅一样的工作原理。空气从气压舱排出后压力升高至15psig。相应的温度是121°C。消毒器里的东西通常在十五分钟内就可完成消毒。

传感器功能：压力传感器可以对气压舱的压力进行监控，它具有双重角色。首先，在方程$PV = RT$中，压力作为P的反馈和控制信号进行监控（假定变量的公差满足一定过程）。其次，压力传感器可作为一种安全机构，当压力舱内为正压力时，不允许打开压力舱的门。

推荐环境指标如下。

- 不锈钢机架。
- 额定温度150°C，在整个温度范围内的总误差小于满量程的1%。

- 冲击和振动保护。
- 与电路电气隔离的介质。
- 带放大输出的应用相关集成电路。
- 小尺寸。

(2) HVAC系统中的冷却器，用于化学、食品和药品制造、冷藏室、商业空气冷却、移动冷藏（如卡车、火车和水下交通工具）等的过程冷却。

冷却器是对水、油或其他流体进行冷却的冷却系统。正如空调和减湿器对空气进行调节一样，冷却器采用相同的冷却原理来对液体进行冷却。

过程如下。

a. 制冷剂进入压缩机，经过压缩之后变成高温、高压的过热气体。

b. 制冷剂进入到一个气冷或水冷的冷凝器中，从高温气体变成亚热的液体。

c. 热膨胀调节阀将高压液体变成低压的冷饱和气体。

d. 饱和气体进入蒸发器后变成冷气或干气。

e. 冷气或干气重新进入压缩机再次加压。

传感器功能：通常在压缩机的入口（低压气体）、出口（高压气体）和循环中的其他位置测量制冷剂的压力。涉及的压力范围大约是100~500psi。也有可能需要测量压缩机的润滑油或被冷却介质（气体或液体）的压力。温度范围是−100 ~ +250℃。

推荐环境指标如下。

- 全湿性密封设计，不受灰尘、湿气和RFI/EMI的干扰。
- 不锈钢机架。
- 比期望温度更宽的温度范围。
- 与相关控制器兼容的放大输出。

(3) 用于农业和建筑、以及材料处理（制造业、物流或配置应用）的越野车辆。

越野车辆在拖拉、升高、牵引或移动固体材料时自身还能够移动并适应不同地形。

过程：大多数自卸车、斗臂车、挖掘机、挖土机和材料处理设备（如吊车、电梯和叉式升运机）都使用液压技术来移动材料。

传感器功能：越野车辆的OEM供应商采用压力变送器来测量发动机中的油压，以使效率最大化并保证其性能。典型的压力范围是150~200psi。由于传感器接近发动机，它必须能够承受1 250~1 400℃的高温范围。

压力传感器也用于测量液压，而且既可以在液体加压的源头进行测量，也可以在系统中测量。源头压力通常在700~800psi之间，而系统压力则可以在4 000~9 000psi之间变化。液压给车辆或司机提供反馈信号，并与抬升负载所需要的力量相平衡。

推荐环境指标如下。

- 可用承受极端环境的不锈钢封装，包括对灰尘、湿气、颠簸、冲击和冲落等的

保护。

• EMC保护，过电压和反向电压保护。

• 温度范围通常是−40 ~ +150°C。

(4) 用于为气压控制、致动器或动力工具提供空气的工业空气压缩机。

该应用决定了工业空气压缩机的类型和尺寸。尺寸范围从2~10 000HP不等，且可以是固定式或便携式。最常见的压力是125psi，且空气容量从1~15 000CFM不等。

过程如下。

a. 往复压缩机将空气吸入一个狭窄空间，通过圆柱体内的一个活塞（作为压缩和位移元件）将其变为高压。

b. 旋转压缩机在一个套管内使用两个转子来吸入并压缩空气。

c. 离心压缩机的工作取决于从旋转叶轮到空气的能量转移。转子改变了空气的动量和压力，使其流动减慢。

传感器功能：压力传感器用于检测分离器（该分离器用于去除空气中的污垢、水分和油污）上的压力降。去掉这些污染物对于压缩机的效率和寿命具有非常重要的作用，如果忽略将导致代价昂贵的停工。通常，当压力降达到10psi时（大约工作6~12个月），制造商就需要更换过滤器。新的过滤器元件的总压力降是14psi，而弄脏的过滤器元件则为35psi。能量消耗数量也是一个重要的考虑事项。

推荐环境指标如下。

• 不锈钢机架。

• 在整个温度范围内进行温度补偿，且误差均小于满量程的1%。

• 冲击和振动保护。

• 与电路电气隔离的介质。

• 带放大输出的应用相关集成电路。

• 小尺寸。

16.1.4 适用标准

ANSI（美国国家标准协会）：http://www.ansi.org

FDA（食品和药物管理部门）：http://www.fda.gov

食品和饮料应用中的产品可能需要FDA和ANSI/NSF机构的认证（根据产品是否与应用介质相接触）。传感器本身不需要FDA认证。

FM (Factory Mutual): http://www.factorymutual.com

IEC（国际电工委员会）：http://www.iec.ch

IEEE（电子与电气工程师协会）：http://ieee.org

ISA (仪器、系统和自动化协会): http://www.isa.org

NEMA （美国国家电子制造商协会）：http://www.nema.org

UL (保险商实验室): http://www.ul.com

16.1.5 接口和设计信息

在设计系统时，有一点非常重要，即必须理解压力传感器并不是“理想”的器件。对高性能的放大传感器进行激光微调通常可以将归零误差和满量程误差减小至满量程的1%~2%，但并不能完全消除。对于公差要求非常严格的应用，有时还需要额外的修正电路。

图16-1-14给出了一个“理想”的压力传感器。随时间的输出漂移、微调公差以及周围环境的变化都对这个恒定的失调误差（共模误差）有所贡献，以ΔVo表示。周围环境的变化也会带来另一种误差，即灵敏度偏移，它将改变压力与电压曲线的斜度。

自动参考技术为补偿上述误差提供了一种强大的工具。系统设计工程师会发现这些方法非常有用，因为与超稳压力传感器相比，它们的实现成本非常低。另外，器件精度也有较大的提升。该自动参考技术既可以是模拟式也可以是数字式。其中，数字式方法的性价比最高，而且最容易使用。

当误差被自动参考电路的精度限制取代时，误差可以减小250倍，只剩下灵敏度偏移（一般模式）误差。这是额外成本带来的一个重大改进。在传感器精度是非常重要指标的应用中，可以考虑自动参考电路。

共模自动参考可以取代共模误差源。共模误差出现在某个参考压力上，而且将引入一个恒定的失调电压，如图16-1-14所示。通常，这些误差要比灵敏度偏移大，特别是当压力接近参考压力时。因此，采用自动参考技术可用最大地改善它们的精度。

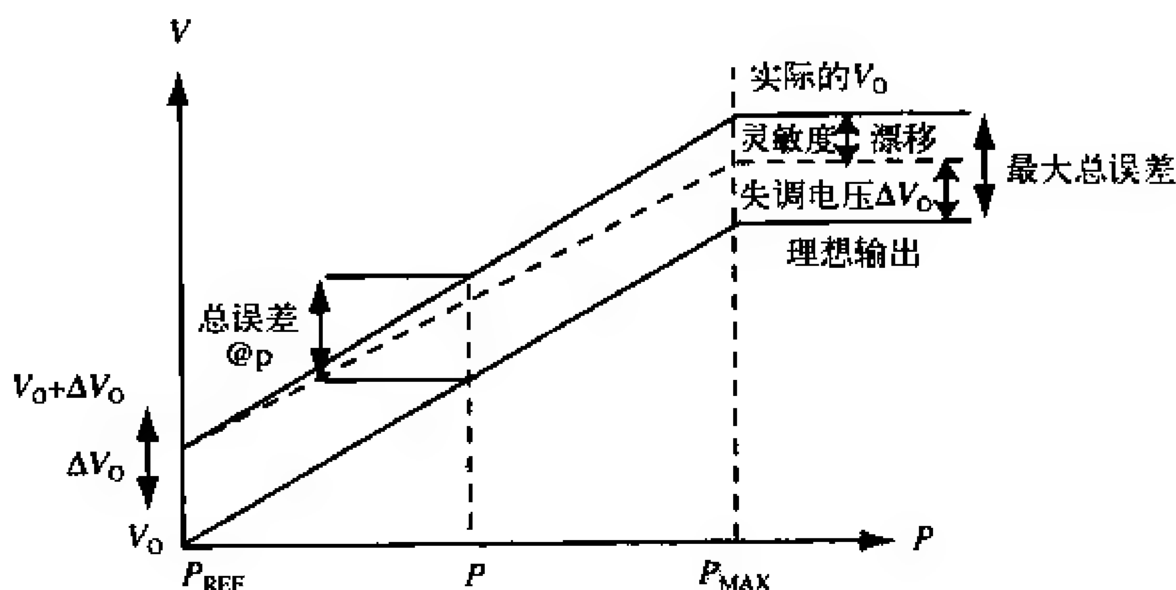


图16-1-14 传感器误差

共模误差很容易进行修正。在参考压力处对输出电压进行采样，并将其与期望参考电压相比较。这样就可以得到一个误差修正电压。将任意“测量”压力的输出信号减去该误差修正电压即可，如图16-1-15所示。共模自动参考可由下面的公式表示

$$V_{corr} = V_{out} - \Delta V_o$$

其中，V_{out}是测得的输出信号；ΔV_O是共模误差，V_{corr}是修正之后的输出信号。注意，这里没有对灵敏度偏移误差进行斜度修正，而且实际的输出信号将如图16-1-16所示。

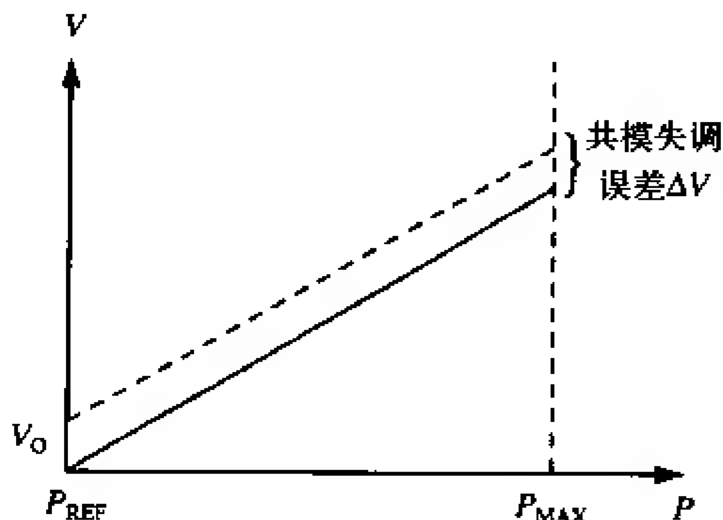


图16-1-15 共模误差

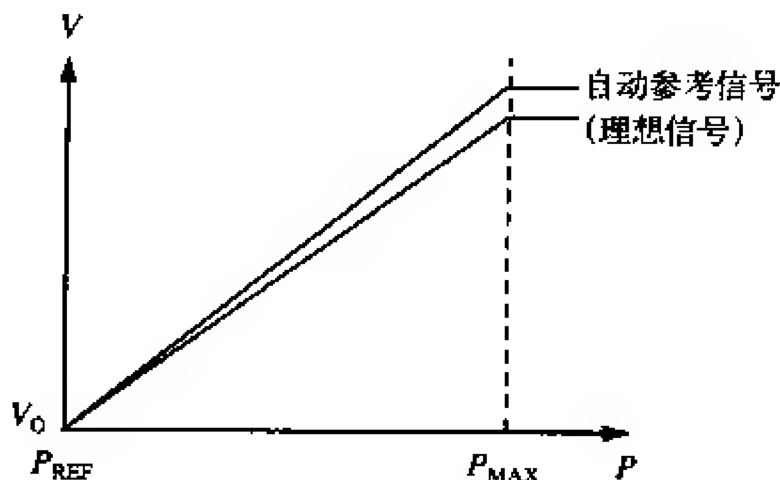


图16-1-16 自动参考信号

图16-1-17中的方框图给出了设计共模自动参考所需要的基本功能模块。它们包括模拟开关、采样保持器、求和器，以及压力传感器输入和输出端的读周期和参考周期之间的同步转换逻辑。为了保证最佳的系统精度，应当尽可能多地使用自动参考技术，因为它可以减小电源波动以及随时间输出漂移引起的误差。为了确保压力测量具有最高的精度，应当在自动参考命令之后立即进行压力测量。

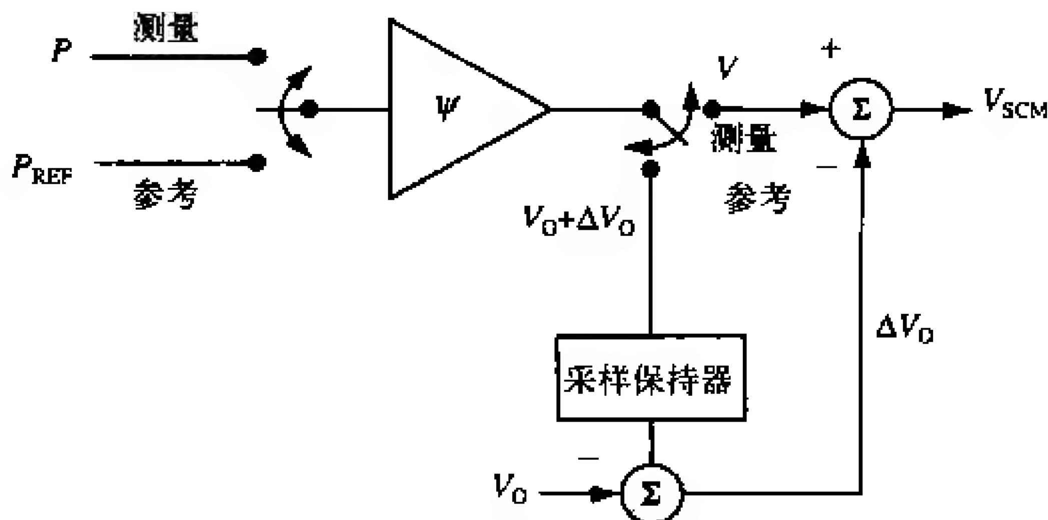


图16-1-17 基本共模自动参考电路

尽管共模自动参考几乎是一种通用的技术，但在某些场合，它几乎不起作用。这些场合包括测量周期较短的系统（且在周期启动之前读取或手动调整参考点）、传感器是交流耦合且忽略直流响应的应用。

某些类型的测量周期本质上适合于采用自动调零技术（实际参考压力为零）。理想情况是存在一系列较短的周期，并且每个周期之前都插入有一个快速参考命令。以参考点开头，然后是一个短测量周期，再是一个无活动的长周期，这种测量类型也非常适合。许多应用都属于这些类别中的某一种。而且许多不属于上述类别的应

用也可以通过少量的设计而转换为较短的重复周期形式。

"理想"自动调零应用的例子包括秤、盥洗室水槽、洗衣机以及轮胎压力、石油压力和LP煤气罐压力等储压室。它们都是在测量之前施加参考条件。其他类别有流动测量和控制应用，如电控燃油喷射系统、血压计和鼓风式加热系统等。在某个点上（通常是系统启动时）流速为零。使用自动调零技术可以消除零点失调和零点偏移误差。

自动参考电路的关键是在合适的时间使用触发信号来启动参考命令。这叫做命令自动参考。它可分为三个层级。

(1) 最简单的自动参考方法是手动命令。采用一个瞬时接触开关来启动自动调零序列。这是限制性最强的方法，因为为了定期对传感器进行参考，需要用户在系统运行时在场。但可以把它作为常规校准程序的一部分来实现。

(2) 半自动命令由用户启动动作。触发之后，系统序列依次经过定时器或移位寄存器控制的多个功能模块，包括驱动电磁铁从测量压力转向参考压力，执行自动参考功能，然后再返回到测量模式。图16-1-17给出了一个基本的半自动电路。

(3) 自动命令的系统步骤与半自动命令穿过多个功能模块的步骤类似。但在返回测量模式时有一个额外的定时电路触发器，而且在经过设定的测量时间之后，序列又重新开始。根据期望的复杂度，可以采用一个小型的微处理器系统及其相关软件来构造自动参考电路，而且定时和控制逻辑都集成在一块芯片上。

自动参考需要一个确定的系统参考点。批处理和连续处理是测量周期的两种主要类别。在批处理中，参考条件在某个点存在，且通常是在系统上电时刻。例如，抽水马桶在冲水之前需要有一个与某个参考压力相对应的高水位。当冲水周期结束时，抽水马桶中重新装入以前的水位。自动参考的一个明显参考点是在水位处于一个已知水位的冲洗点之前。

连续处理不容易得到参考条件。举一个监控水塔中液体体积的例子。它需要测量水的深度，这可以用一个压力传感器来执行。与盥洗室不同（实际上不需要压力测量），这里不存在已知深度的时间点。对于周期性存在的已知参考压力的简单情形，可以使用传感器/自动参考/使能系统。另外，也可以采用电磁阀等参考条件致动器。它可将传感器的输入从被测压力转换到某个其他的参考压力。

电磁铁可由用户启动，这既可以采用上电启动条件，也可以采用一个定时器来启动电路（如图16-1-18所示）。

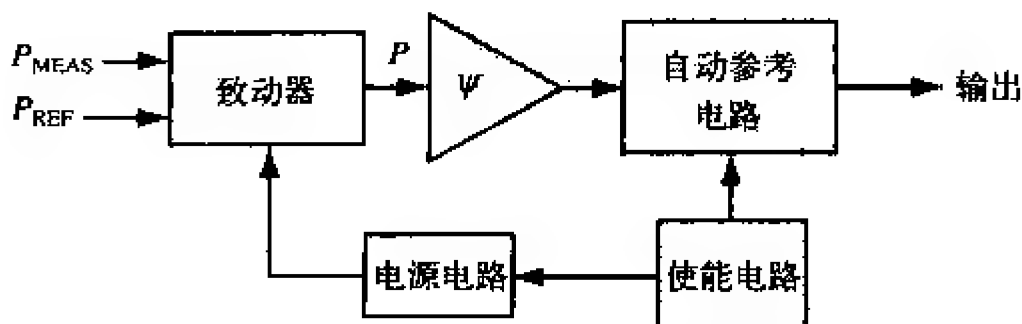


图16-1-18 采用参考条件致动器的自动参考电路

为了获得一个有效的读数，阀的激活时间必须足够长，从而产生一个稳定的压力变化。考虑水塔的情况。底部的应变计压力传感器用于测量水的深度。延伸到表面的通风管可作为压力的参考面。致动器是一个三通电磁阀，并将水和通风管接入到传感器的输入端口。定时器电路作为使能器。如图16-1-19所示。

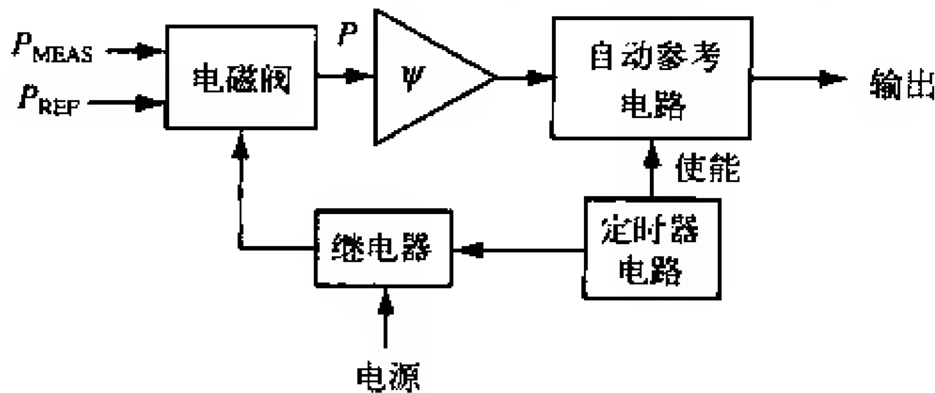


图16-1-19 定时器驱动的电路，单端传感器

下一步假定水从一个恒定直径的单管中进入。其速度可通过一个差压传感器测得。两个入口之间连接的一个双通电磁铁作为参考致动器，如图16-1-20所示。

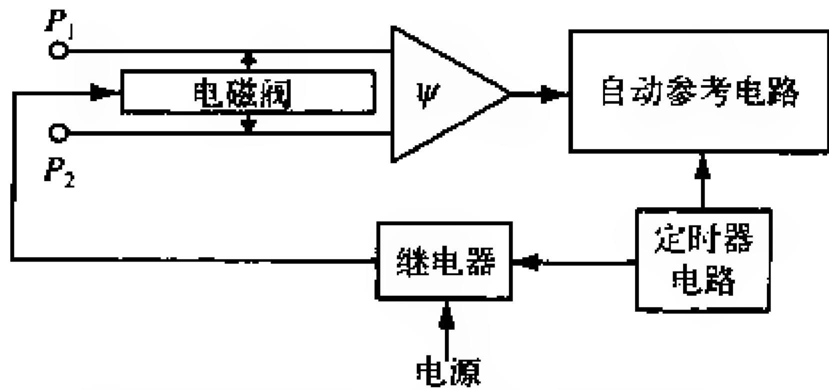


图16-1-20 定时器驱动的电路，双端传感器

16.1.6 最新进展和未来展望

许多与压力测量相关的最新进展都涉及不仅仅能够提供压力测量的传感器。随着越来越多的控制系统基于CAN总线网络工作，而且系统本身变得越来越“智能”，传感器制造商正寻求提供越来越多的“信息”，而不仅仅是简单的输出信号。

CAN总线技术给我们带来了具有多种自诊断和过程诊断相关功能的智能传感器。它们正在“智能”家电、现场设备和船载飞机和车辆等应用中大量出现。

另一个趋势是许多不同类型的敏感元件都可以在一个单一芯片上实现。Honeywell公司在利用质量流量传感器来制造微传感器时（同时测量环境温度、压力、导热性和流体比热），就采用了这种方法。该技术可用于化工厂、化学存储设施以及汽车等场合（例如，每次当燃料缸重新注入燃料时，让发动机根据燃料特性的变化对自身进行调整，从而改善汽油里程并减轻清洁人员的工作量）。

相同的方法也可用于开发高灵敏度的高温SOI（Silicon-On-Insulator）压阻技术（使压力测量、温度测量、反馈和偏置电阻网络等都集成在一块单一的90μm²的微型

芯片上)。该方法是为高温且高压的应用设计的。在某些应用中，为了获取高精度性能，特别是在很宽的温度范围内都要求高精度（如涡轮发动机和井下采油工业），需要一个较大的信噪比。此时，较高的应变计因子就显得非常重要。采样测试结果表明，传感器设计成功地消除或减小了机械和热迟滞误差源，使其误差水平达到了即使是当前顶尖仪器也难以测量的程度。

16.1.7 参考文献与资源

1. "Piezoresistive Technology and Pressure Measurement Types," Honeywell, Inc. http://content.honeywell. com/sensing/prodinfo/pressure/technical/cl5_101. pdf
2. "Pressure Sensors Conversion Factors and Chart," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/pressure/technical/cl5.125.pdf
3. "Pressure Sensors Plumbing and Mounting Considerations," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/pressure/technical/c 15_121 .pdf
4. "Pressure or Force Sensor Switch Circuits," Honeywell, Inc. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/force/technical/c15_119.pdf
5. "Protecting Pressure Sensor Diaphragm From Rupture Due To Water Hammer," Honeywell, Inc.http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/pressure/tech-nical/c15_120.pdf

16.2 压电式压力传感器

Roland Sommer和Paul Engeler Kistler Instrumente AG公司

Pierre和Jacques Curie兄弟于1880年发现了压电效应。他们发现有些结晶材料在受到晶体方向的机械负载时会产生电子极化。他们研究的材料中有石英和电气石，这是现在还经常在压电传感器中使用的两种材料。第一个压电传感器大约出现在1920年左右，但直到20世纪50年代才出现商用的压电传感器（直到那时静电计电子管的质量才足够好）。现在，压电式压力传感器在实验室和生产过程中广泛使用。其主要应用是燃烧发动机、注模和弹道行业，但它们可用于所有需要对压力变化进行精确测量或监控的领域。压电传感器的主要优势有以下几项。

- 测量范围宽（量程与门限之比可达10^8）。
- 硬度高（自然频率高）。
- 输出信号与外加负载之间的线性度高。
- 可重复性和稳定性高（采用单一晶体时）。
- 工作温度范围宽。
- 对电场和磁场不敏感。

人们经常认为，基于直接压电效应的压电传感器只能用于动态测量。这种说法部分是正确的，因为它们只对负载的变化进行响应，因此不能实现真正的静态测量。但是，具有由单晶材料制成的敏感元件的优秀传感器与足够好的电子线路相结合，

可以实现低至0.1mHz的精确测量。换句话说，持续几小时的准静态测量是可能的。

本章将对基于直接压电效应（机械载荷产生电荷）的压电式压力传感器的设计、特性和应用进行深入剖析。由于不需要额外的电源，它们也叫有源传感器。它们具有一个电荷输出，需要一个外部的电荷—电压转换器。从本质上来说，存在两种类型的传感器，即静电计和电荷放大器。电荷放大器是W.P. Kistler于1950年发明的，且在20世纪60年代逐渐取代了静电计。MOSFET或JFET电路的出现以及Teflon™和Kapton™等高绝缘材料的发展极大地改进了传感器的性能，并使压电测量技术向现代技术的所有领域推进。

16.2.1 技术基础

1. 压电现象

压电现象可定义为无对称中心材料上的一种线性机电交互作用。必须区分直接压电效应和逆压电效应。在直接压电效应中，晶体的机械载荷或形变会诱导出一个与载荷或形变成正比的电荷或电势。在逆压电效应中，作用在晶体上的电场会诱导出机械形变或与电场成比例的负载。本文将主要集中介绍基于直接压电效应的压力传感器，它可通过下述方式进行描述

$$\boldsymbol{D} = \varepsilon \cdot \boldsymbol{E} + d \cdot X$$

其中$\boldsymbol{D}$是诱导出的电位移，$\boldsymbol{E}$是外加电场，X是作用到材料上的机械应力。材料的特性通过介电常数ε和压电系数d来描述。$\boldsymbol{D}$和$\boldsymbol{E}$都是矢量，ε是二阶张量，d是三阶张量，X是四阶张量。这意味着压电特性是各向异性的，且d和ε的活性系数由晶体的对称性决定。因此，晶状测量元件的方向至关重要，它决定了晶状测量元件的特性。

2. 纵向和横向切口及体积效应

纵向切口中，诱导电荷Q的表面A_Q和负载（力）作用表面A_F是同一个表面。其压电灵敏度仅仅由纵向压电系数d_L决定。与此相反，横向切口中诱导电荷和外加负载的表面并不一致。其灵敏度既取决于横向压电系数d_T，也取决于表面比A_Q/A_F（如图16-2-1所示）。

纵向切口$Q = d_L \cdot F$

横向切口$Q = d_T \cdot F \cdot A_Q/A_F = d_T \cdot F \cdot l/t$

其中l和t分别是晶体板层的长度和厚度。

横向切口的优势在于只要纵向压电系数和横向压电系数一致，其灵敏度就会随几何因子l/t的增加而增加。对于石英和所有像石英一样具有晶体对称性的晶体，这个结论都是成立的。对于电气石、铌酸锂、锂钽铁矿和压电陶瓷，横向系数仅仅是纵向系数的1/10~1/3，因此，横向切口很少被使用。

不管是纵向效应还是横向效应，这些晶体基本都是单轴晶体。被测压力通过膜片转换为一个单轴力。体积效应（volume effect）与单轴效应不同，它的力作用在敏感元件的所有表面。其灵敏度是纵向灵敏度和横向灵敏度之和。

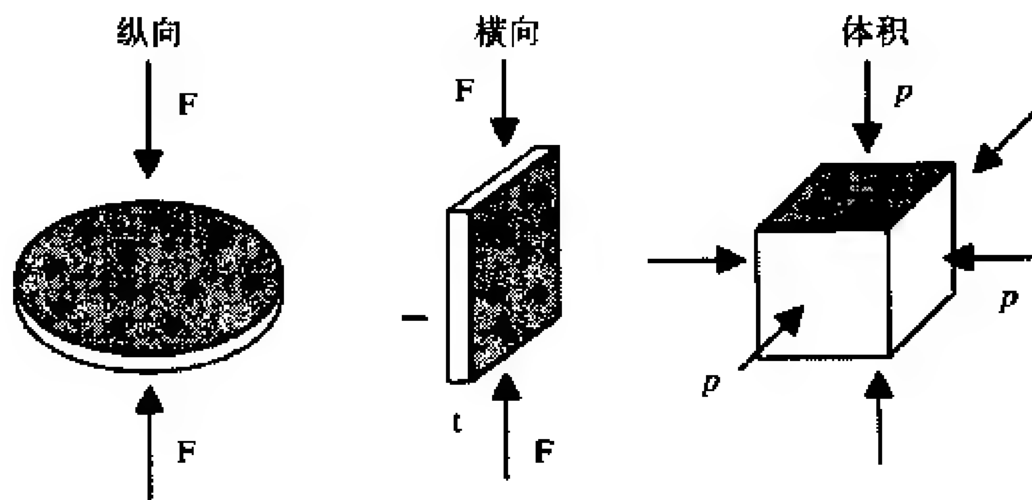


图16-2-1 纵向切口（左图）：诱导电荷和作用力在同一个表面。横向切口（中图）：诱导电荷与作用力表面并不一致。体积效应（右图）：整个样本上均作用有流体静压力，电荷在两个相对的表面产生

体积效应$Q=(d_L \cdot p+2 \cdot d_T \cdot p) \cdot A_Q=d_h \cdot p \cdot A_Q$

其中d_h是流体静压压电系数，p是外加压力。注意，对于石英和所有像石英一样具有晶体对称性的晶体来说，流体静压压电系数始终为零。体积效应主要用于冲击波传感器或压力波传播方向未知的水听器应用。

在纵向、横向和体积效应中，负载都是垂直作用在压电活性的表面。剪向切口的负载作用在与表面平行的方向，它原则上也可以使用，但并不能显著改善其特性。

3. 压电材料

敏感元件是传感器的核心，必须谨慎加以选择。对于特性特别糟糕的晶体，我们几乎不可能对它进行电气或软件补偿。一种好的压电材料应当具有如下特点：高灵敏度、高绝缘电阻、高机械强度、高硬度、材料特性在很宽温度范围内具有较低的温度相关性、低各向异性、电荷和机械应力之间具有线性关系、不会老化、无热电性（即对温度变化不敏感）、良好的机械加工性、较低的制造成本。当然，并不存在满足上述所有标准的理想材料。

过去，人们广泛使用石英作为敏感材料，而且直到现在它仍然是大多数压力传感器的敏感材料。石英非常稳定，具有很高的机械强度，可以在400℃的高温下使用，具有显著的电气绝缘性能，一直到350℃都具有最小的灵敏度偏差（使用特殊的晶体切口），不存在热电性，且成本低廉。其唯一的缺陷是石英的灵敏度相对较低，而且在很高负载时很容易出现孪晶现象。

电气石的灵敏度比石英更低，但其温度范围至少可达600℃。然而，它具有热电性，而且只存在自然晶体。铌酸锂和锂钽铁矿的灵敏度较高，但它们具有很强的热电性，而且其绝缘电阻非常低，这限制了它们在高度动态场合中的应用。

在过去20年里，人们对CGG组晶体（典型的晶体是$Ca_3Ga_2Ge_4O_{14}$和硅酸镓镧）进行了集中深入地研究。它们与石英一样具有晶体对称性，而且不具有热电性，但灵敏度更高。与石英或镓正磷酸盐不同，在到达其熔点（1 300℃）之前，它不会发生相变，因此其特性可以在非常高温度下保持稳定且不会发生孪晶现象。尽管硅酸

镓镧晶体的直径已经可达4in，但它很难培育出比石英更大的晶体。

镓正磷酸盐具有与石英一样的晶状结构。其灵敏度是石英的两倍，而且在500°C高温时也几乎保持不变。其相变温度大约是970°C（而石英是573°C），这使其可用温度范围扩展至600°C。然而，镓正磷酸盐很难培育（培育周期将持续几个月或一年），而且不存在较大的晶体。

PZT压电陶瓷和偏铌酸铅的压电灵敏度都很大（是石英的100倍），但它们容易老化（其去极化过程与时间有关），而且线性度较差、热电效应很大，这些都限制了它们的应用，因而只能在精度要求不高的场合中使用。

基于钛酸铋材料的高温压电陶瓷可以在500°C或600°C的温度下使用，但它们同样具有与PZT压电陶瓷类似的问题（尽管不那么严重）。它们的灵敏度大约是石英的5~10倍。它们主要用于高温场合（如工作在600°C温度下的加速度计）。

4. 电子线路

正如在概述中提到的一样，压电传感器是有源系统（不需要电源），而且具有一个电荷输出（高阻抗输出）。对于数据采集和信号分析来说，电荷输出必须转换为电压输出（如采用静电计或电荷放大器进行转换）。

5. 电荷放大器

电荷放大器由一个高增益的反相电压放大器和一个积分器结构的高输入绝缘电阻组成。图16-2-2给出了电荷放大器的一个典型测量链路，而图16-2-3则是实验室和工业电荷放大器的一些示例。

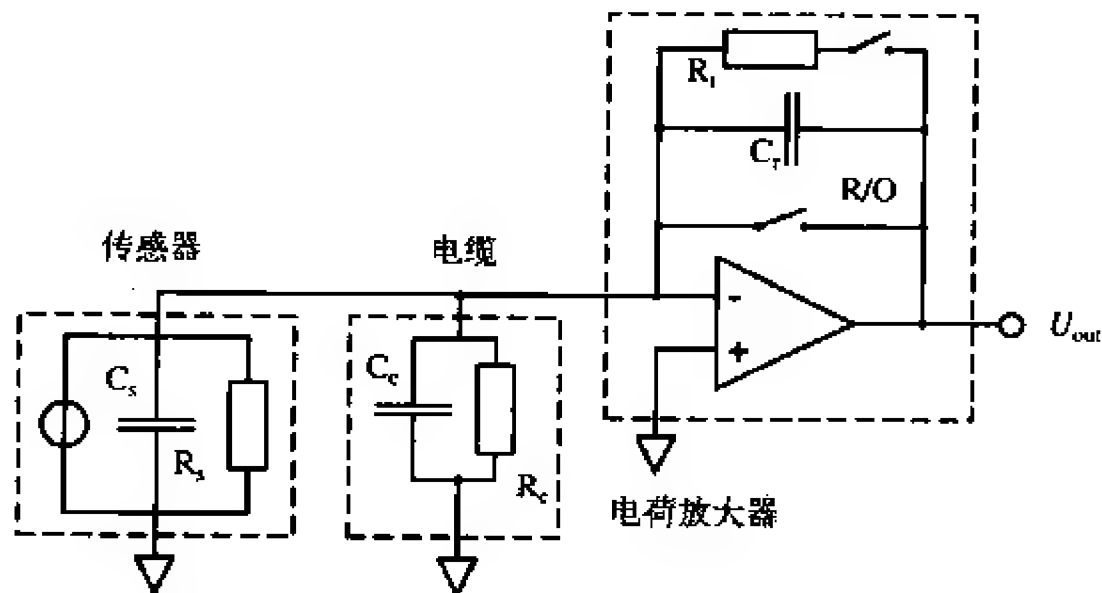
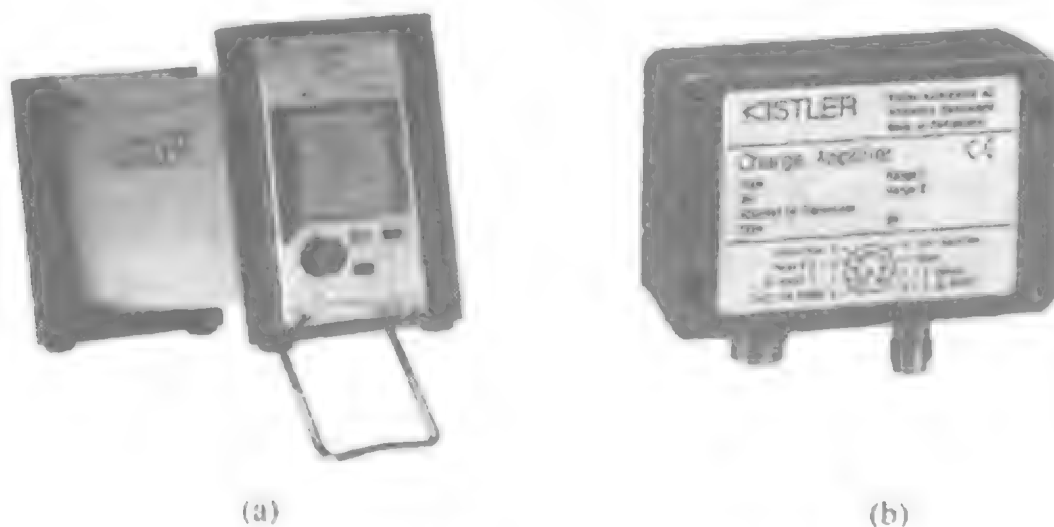


图16-2-2 电荷放大器的测量链。传感器由一个与传感器电容C_s和电阻R_s并联的电流源（电荷源）表示。电缆的特性由电容C_c和绝缘电阻R_c来描述。电荷放大器由一个具有一个量程电容C_r、一个时间常数电阻R_t和一个复位/工作（R/O）开关的高增益放大器构成

最常见的输出电压U_{out}是±10V。考虑到测量可以在很宽的电荷范围内进行，量程电容C_r通常可以在10pF ~ 100nF范围内转换。时间常数可通过电阻R_t（通常是1GΩ或100GΩ）进行设置。电荷放大器的零点可以通过复位/工作（R/O）开关来设置。



(a) (b)

图16-2-3 (a) 实验室应用的电荷放大器。几乎任何类型的电荷输出传感器（包括力传感器和加速度计）都可以连接到其输入端上。(b) 具有两个遥控可转换测量范围的工业电荷放大器（Kistler公司提供）

理想电荷放大器（开环增益A无穷大，输入端无漏电流、无失调电压）的输出电压只取决于感应电荷和量程电容，而与输入阻抗无关。

输出信号 $U_{out}=-Q/C_r$

频率下限（−3dB） $f_l=1/(2\pi\cdot R_t\cdot C_r)$

如果不选择电阻R_t，则电荷放大器工作于直流模式，且其稳态行为由漂移支配。

对于大多数应用，上述关系式就已经足够。在某些极端情况下，还必须考虑实际电荷放大器的特性。

频率上限 $f_u=200\text{kHz}\sim500\text{kHz}$

当工作频率超过100kHz时，放大器的开环增益与频率有关，此时不能再忽略输入阻抗。

漏电流引起的漂移 $I_L<10\text{ fA (MOSFET)}, I_L<100\text{ fA (JFET)}$

漏电流将使输出电压产生漂移，并最终使放大器趋于饱和。由时间决定的电荷是$Q_L=I_L\cdot t$，它将带来一个由时间决定的输出电压，即$U_{out}(t)=-I_L\cdot t/C_r$。

失调电压和低输入电阻引起的漂移：$U_{off}\approx$几毫伏。

放大器输入端的失调电压将产生一个电流$I_d=U_{off}/(R_i//R_s)$。与漏电流一样，该电流也会使放大器趋于饱和。有的电荷放大器具有内部调零电路，可以使该漂移维持在一个非常低的水平。

如果输入电阻非常低（比如在高温下测量），那么通过调节时间常数电阻R_t，或者在传感器和放大器之间串联一个耦合电容可以解决漂移问题。两种情况下，频率下限f_l都将增加。

高输入电容（>1μF） $$U_{out}=-\frac{Q}{C_r\left(1+\frac{1}{A}+\frac{C_t+C_s}{A\cdot C_r}\right)}$$

在那些需要较长电缆的应用中，我们不能忽略电缆电阻，特别是对于放大器的

开环增益不是很高的场合。因为长电缆将导致输出信号衰减。

6. 阻抗变换器（静电计）

阻抗变换器由一个高绝缘特性（大于100TΩ）和低漏电流的MOSFET与一个单位增益和小输出电阻（约100Ω）的双极型晶体管组成。与电荷放大器不同，阻抗变换器的输出取决于总输入电容（如图16-2-4所示）。

$$U_{out} = -\frac{Q}{C_s + C_c + C_r + C_g}$$

其中，xC_g是MOSFET的电容值。

阻抗变换器由一个恒流源以所谓耦合器的方式进行激励，因此会在转换器的输出端产生一个失调电压。除了为阻抗变换器提供激励之外，耦合器还需要将测量信号与失调电压进行解耦。

系统的时间常数（频率下限）由下式给出

$$\tau = R_t \cdot (C_t + C_r + C_c + C_g)$$

频率上限由传感器的自然频率确定。

阻抗变换器在具有集成电子线路的传感器（电压输出传感器或低阻抗变换器）中非常常见。与电荷放大器相比，阻抗变换器是一种性价比更高的解决方案，且通常用于工业应用。与之相反，电荷放大器具有更大的灵活性：输出电压与输入电容无关、输出电压与外加负载成正比、压力范围很容易进行转换（考虑到相同的器件可以连接任何传感器）。

在图16-2-4中，传感器用一个与传感器电容C_s和电阻R_s并联的电流源（电荷源）来表示。电缆特性由一个电容C_c和一个绝缘电阻R_c来描述。阻抗变换器由一个单位增益放大器、一个量程电容C_r和一个时间常数电阻R_t构成。耦合器通过一个大约4mA的恒定电流为阻抗变换器提供激励。电容C_k将测量信号和失调电压进行解耦。

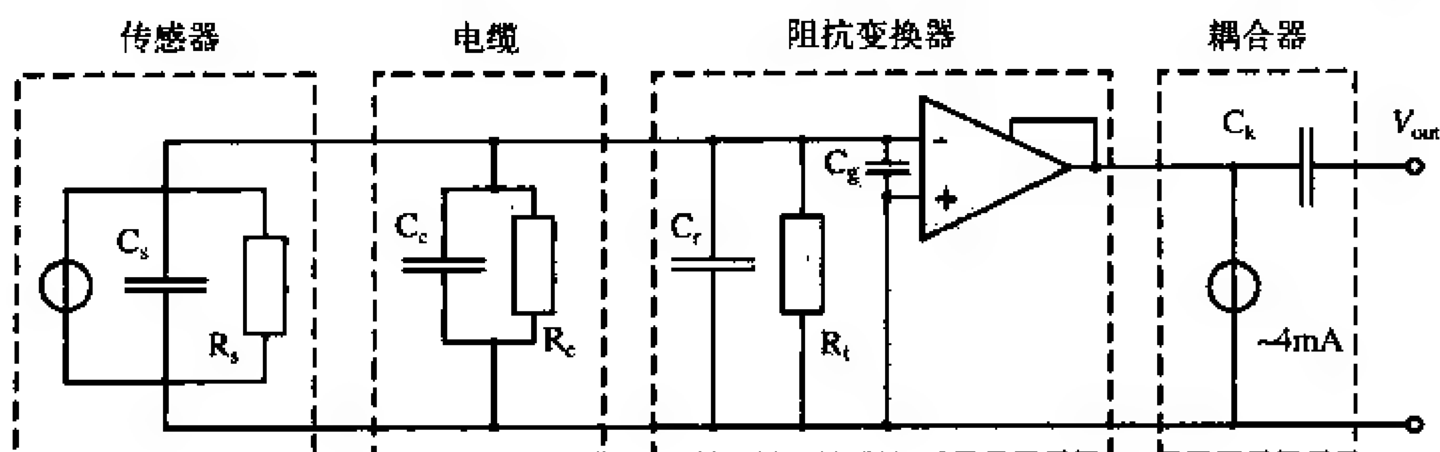


图16-2-4　阻抗变换器的测量链

7. 噪声抑制

最为常用的是单端电荷放大器。其各个信号端具有一条公共的路径。为了防止形成地回路，应当对系统（传感器+放大器）实施单点接地。该解决方案通常具有较

好的信噪比。对于存在较强电磁场或需要很长电缆的低端测量来说，可能需要差分电荷放大器。由于差分电荷放大器仅仅对差分信号进行放大，因此它们通常可以抑制两根导线上的非期望信号（共模抑制）。这需要传感器的每根信号线都具有相等的平衡电容。

16.2.2 传感器设计及应用

1. 基本设计

如图16-2-5所示。

2. 传感器机架

传感器机架可以保护压电元件免受灰尘和湿气的影响。同时，机架也是一种电子防护装置。另外，它提供了对传感器进行安装和密封（与压力介质隔离）的一种方法。传感器的密封区域可满足特定应用的要求。只有采用密封机架，才能满足所有的这些需求。机架材料一般采用沉淀硬化的不锈钢。

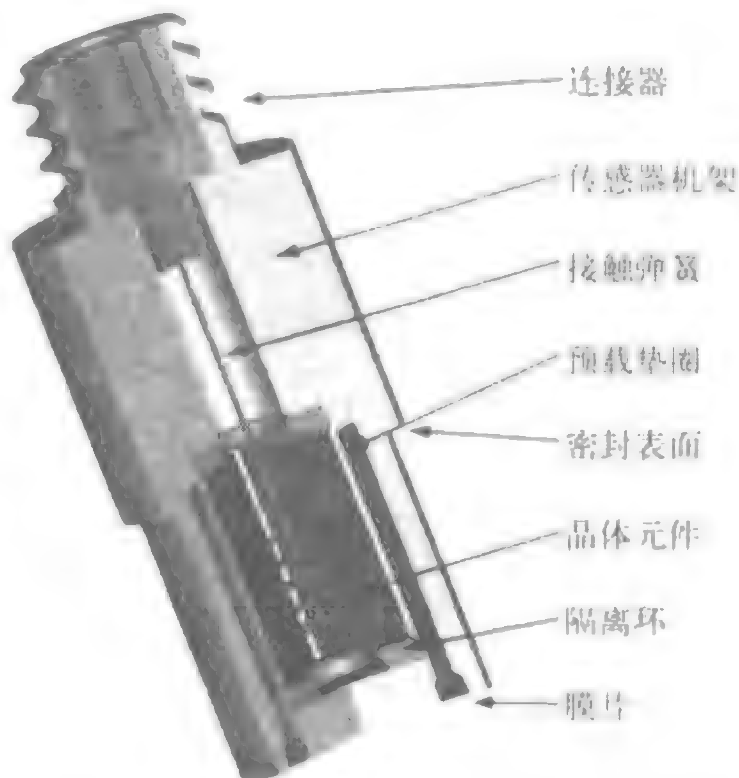


图16-2-5　一般应用压力传感器的基本设计，文中对每个部件都进行了描述

3. 预载垫圈

对敏感元件预加载荷可以确保传感器在其完整工作范围内具有较好的线性度和灵敏度稳定性。必须在整个工作温度范围内都确保有一定的预载。为了使弹性最优并减小力的损失，预载垫圈的壁面厚度必须小于1/10mm。预载垫圈的材料通常与传感器机架的材料相同。注意，并不是所有传感器都需要预载垫圈。有时，预载可以由膜片本身来提供。

4. 膜片

膜片的有效面积将压力转换为作用在元件上的与压力成正比的力。这个力在晶体上产生一个应力，从而使晶体输出一个成比例的电荷。如今的大多数膜片都密封焊接在传感器机架上，并在敏感元件前端稍微施加了一定的预载（或焊在其上）。膜片是压力传感器最为关键的部件。它决定了传感器的耐用性和测量精度。为了消除测量误差，必须使它对短暂热冲击（如燃烧发动机）不敏感。为了获得更好的结果，膜片应当针对不同的应用进行优化。

5. 连接器

压电传感器的电气连接器必须具有非常高的绝缘电阻。根据传感器的工作温度范围，绝缘体可以由PTFE或铝氧化制造。

6. 隔离环

隔离环用于对晶体和预载垫圈材料的热膨胀差值进行补偿。通过选择合适的尺

寸和材料，隔离环能够有效减少温度引起的输出漂移。

7. 晶体元件

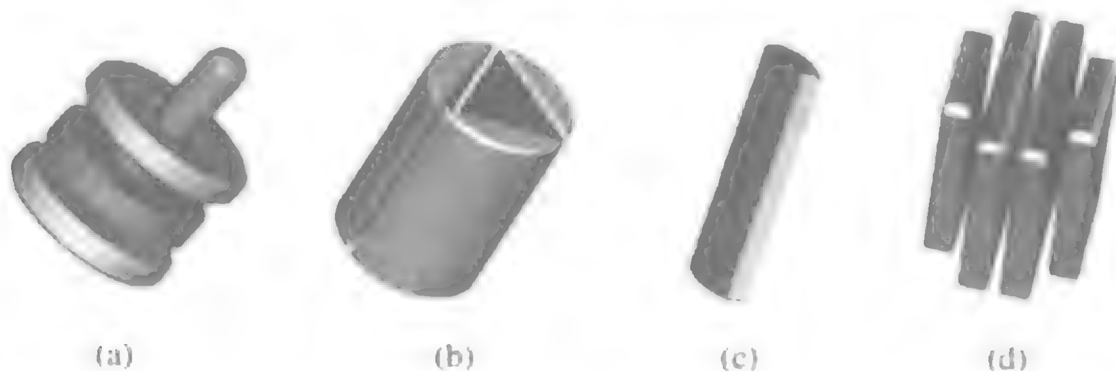
传感器的设计和应用不同，压电晶体的形状和尺寸也有所不同。图16-2-5和图16-2-6b中的示例基于横向效应采用了由三个晶体元件组成的设计。无机械负载的表面有一个金属真空层，并且彼此绝缘，从而形成一个用于收集电荷的电极。一个螺旋状弹簧与该平面相接触，并将电荷传递到连接器上。其圆柱侧与预载垫圈相接触。

8. 压电敏感元件的设计

如今，为了满足压力范围、工作温度和环境考虑等各种具体的需求，敏感元件的设计也变得越来越多样化。

(1) 为纵向效应设计的晶体盘（crystal disk，如图16-2-6a所示）

使用这些晶体盘的敏感元件可以由一个或几个晶体盘组成。这些元件的灵敏度直接与所采用晶体盘的数量成正比。此外，这些晶体盘不需要金属化的表面。电荷直接由电极从负载表面进行收集。此类元件可用于高频（上升时间短）或高温压力传感器。



(a) (b) (c) (d)

图16-2-6 不同的晶体元件设计。(a) 基于纵向切口，(b)、(c) 和 (d) 基于横向切口

(2) 为横向效应而设计的晶体组（set of crystals，如图16-2-6b所示）

在横向效应中，力作用在端面上，而电荷出现在晶体无机械负载的表面。这些表面含有金属涂层，且相互绝缘。根据尺寸的不同，一个三晶体组可以产生与5~15个纵向效应压电晶体盘相当的电荷。这些元件非常适合于小到中型尺寸的压力/力传感器，而且具有较高的灵敏度。

(3) 为横向效应而设计的晶锭（crystal rod，如图16-2-6c所示）

在该结构中，每个无机械负载表面的金属涂层扩展到其中的一个端面。更小尺寸的晶体可以产生与4~6个纵向效应压电晶体盘相当的电荷。这些晶体可用于设计非常小的敏感元件。

(4) 为横向效应而设计的晶片组（set of crystal plates，如图16-2-6d所示）

这四个晶片中的每一个都与前面介绍的晶锭相似。晶片组的灵敏度大约相当于7~10个纵向效应压电晶体盘的灵敏度。然而，由于晶片的厚度只有十分之几毫米，因此需要将几个晶片并联起来以增加其承载能力。该结构适合于非常小的传感器。

9. 一般压力应用的标准传感器

图16-2-7所示的两种传感器具有相同的灵敏度。左边的传感器采用纵向效应的晶体，而且具有较高的谐振频率（约300kHz）；右边的传感器则采用横向效应的晶体，

因此本质上对石英的孪晶效应不敏感。晶体可以以某种方式进行切割，从而使灵敏度的温度系数达到最优。基于石英纵向效应的传感器不能用于高温场合。

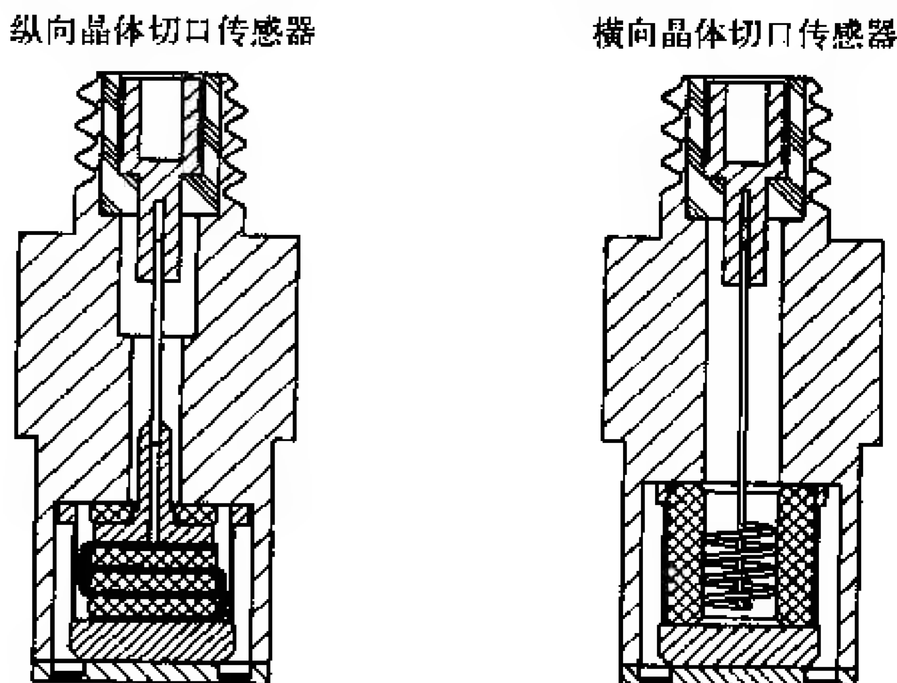


图16-2-7 一般压力应用的传感器。左图是纵向切口设计（crystal disc），右图是横向切口设计（crystal slab）

传感器制造商提供了大量可供选择的安装硬件，如适配器和螺纹接套。这使得少量的传感器类型可以有效地用于许多应用场合。在空间受限的应用中，传感器可以直接安装，而不需要适配器。

传感器具有多种不同的尺寸。小型传感器的外径可以是6mm，而大型传感器可达11mm。小型传感器的灵敏度是16pC/bar，而大型传感器在测量250bar~1 000bar压力时的灵敏度为80pC/bar。应当注意，压电传感器具有较大的动态测量范围[①]。

10. 加速度补偿

所有的压力传感器都对加速度敏感，特别是对轴向加速度。在较小压力水平的高振动环境中，加速度引起的信号可达几mbar/g。尽管在大多数应用中，加速度误差都可以忽略，但当测量较小压力的传感器处于强振动环境时，加速度误差可能对测量造成干扰。在这样的应用中（如声学或声音等级检测），应当采用加速度补偿的传感器。

加速度补偿的压力传感器既可以采用纵向效应晶体，也可以采用横向效应晶体。

(1) 传统设计（如图16-2-8a所示）

螺旋状的弹簧将来自晶体板层组的电荷与其质量相互联系起来。晶体环以与横向效应晶体相反的极性进行安装，从而减小了传感器的压力灵敏度。补偿质量是量纲化的，所以晶体环产生的信号与作用在横向效应晶体上的信号大小相等，但极性相反。加速时，来自两个晶体组的信号相互抵消。加速度补偿增加了传感器的复杂

① 同样的传感器既可用于测量1 bar的局部测量范围，也可以用于1 000 bar的满量程测量范围。

性，但最近的一种设计可以在不需要晶体环的情况下实现加速度补偿的目的。

(2) 新型设计（如图16-2-8b所示）

该新型专利设计将两个弹簧—质量系统设置为完全一致，从而消除了加速度产生的作用在晶体上的力。这些设计的振动灵敏度通常小于100μbar/g。

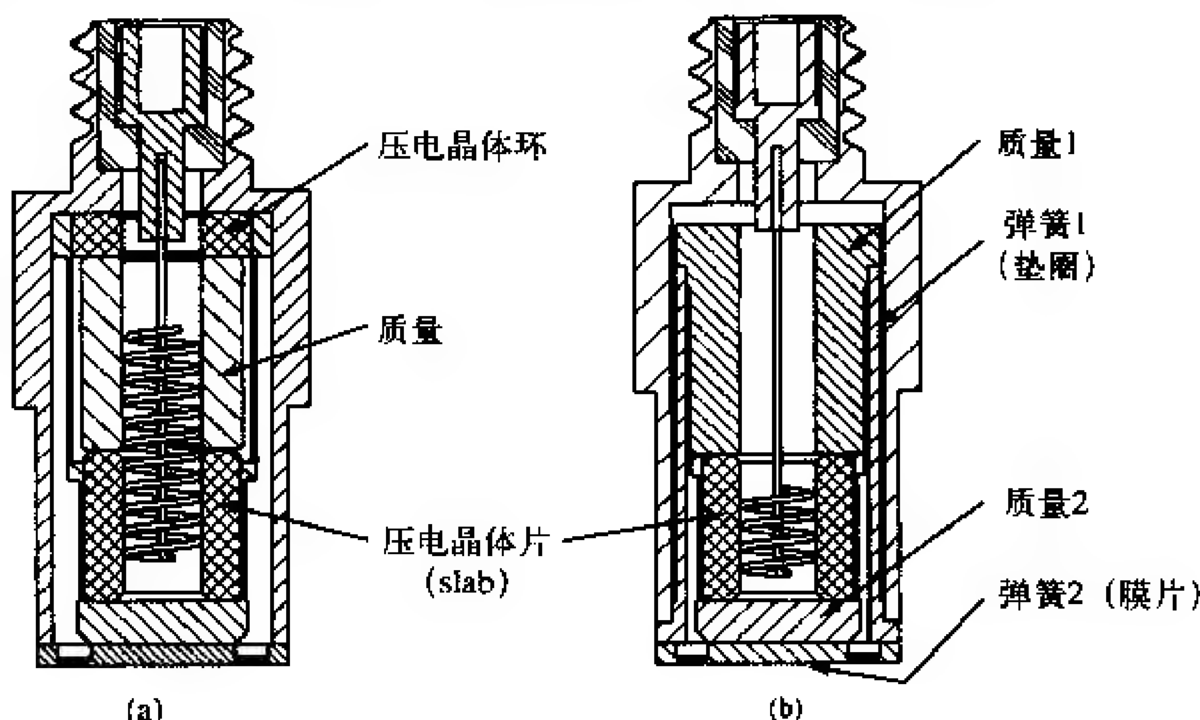


图16-2-8 加速度补偿的传感器设计。(a) 传统设计，(b) 新型设计

11. 与大地绝缘的压力传感器

当传感器和测量链电子线路之间存在较大的电势差时，将出现地回路干扰，而与大地绝缘的压力传感器可以减小该地回路干扰。当电子线路和传感器通过非常长的电缆连接时，就可能出现这种情况。在图16-2-9a所示的同轴设计中，同轴电缆的外屏蔽层与传感器机架没有电气连接。图16-2-9b所示的二线制系统要求压电测量元件按差分设计，并且需要一个真正的差分电荷放大器。这些传感器主要用于燃气涡轮、航空和太空等应用中的高温或极高温场合。这些传感器中的大多数都进行了加速度补偿。

12. 用于弹道测量的传感器（高压传感器）

许多年以前，压电式压力、力和加速度传感器就已经开始用于弹道测量。大约50年以前出现了第一个用于弹道测量的压电式压力传感器。它采用的是一个机械式活塞而不是膜片。这些传感器在每次使用后都必须进行分解和清洁。如今，在世界范围内，压电式高压传感器广泛用于军火和枪支弹药的验收测试。这些测试将确保军火满足枪支制造商制定的严格压力要求。

如今，前端密封传感器已经取代了侧翼密封传感器。图16-2-10给出了一个前端密封的“抗应变”压力传感器。该设计可以消除机械安装应变引起的测量误差。此外，抗应变设计还可以消除安装力矩变化引起的灵敏度变动。弹道高压传感器的测量范围是5 000~10 000bar，其线性度小于满量程的±0.5%，而且还具有优秀的长期灵敏度稳定性。其预期寿命是几千个压力周期。与所有的压电传感器一样，同样的弹道压力传感器可以测量几百bar到10 000bar的压力。

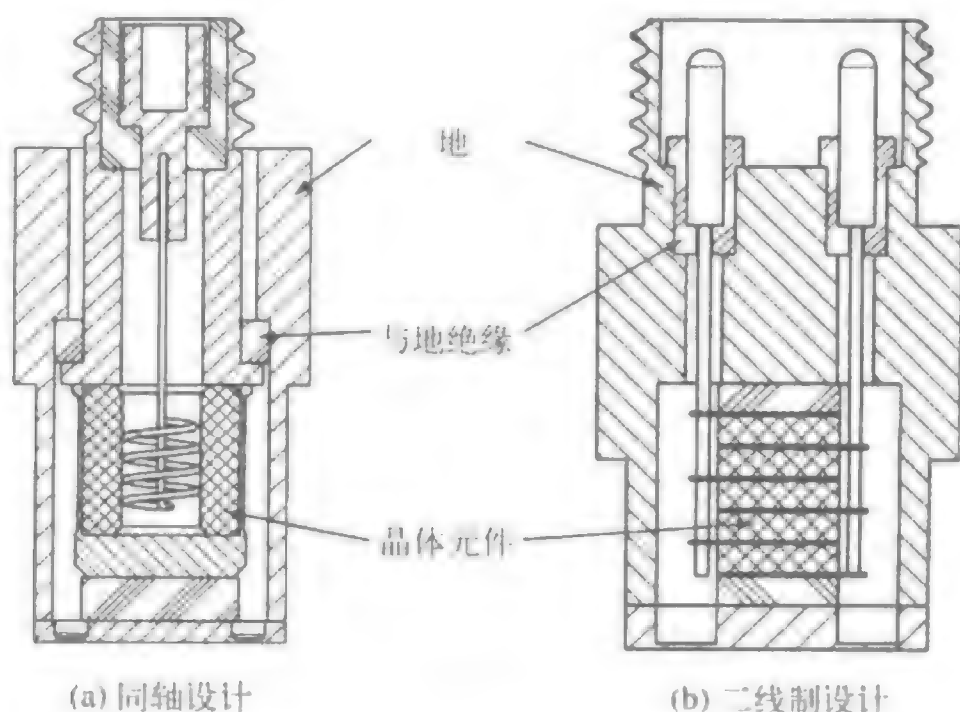


图16-2-9 与大地绝缘的传感器

老式设计需要用户在膜片上定期使用保护性的润滑脂涂层，从而避免其受热空气的影响。新型传感器设计在精确测量的同时，还能够在不需要保护性涂层的情况下具有很好的预期寿命。

13. 空腔压力传感器

对塑料注模机注模内的空腔压力进行测量可以改善注模的质量并降低产品生产的时间周期。对该工艺进行优化可以确保各零件具有相同的重量和尺寸。注模期间对压力的持续监控将提高生产质量，并降低产品成本。

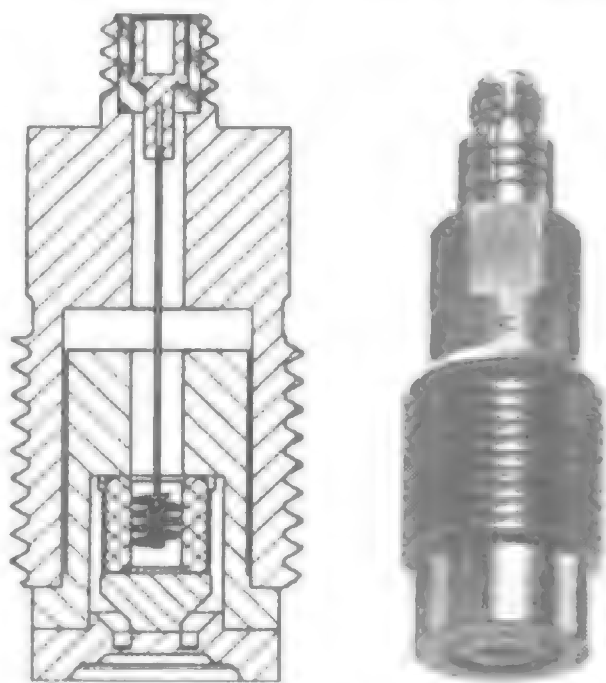


图16-2-10 弹道传感器的典型设计，其螺纹与晶体元件分离（抗应变设计）。有M10和M12两种螺纹（Kistler公司提供）

针对这些应用，人们开发出了特殊的压力传感器。与传统压力传感器相比，它们没有膜片（如图16-2-11所示）。由于热的塑料材料与相对较冷的注模空腔接触，塑料将立即形成一层起膜片作用的皮肤，从而防止热材料浸入到测量元件与注模之间小于0.03mm宽的间隙里。这样，就不再需要在那些压力传感器中限制预期寿命的膜片。此外，这些传感器的前端还可以作为注模的表面。

大多数传感器都直接安装在注模上，而不需要额外的保护套管。这减小了传感器的尺寸，使其可以用于所有小零件的注模。直接安装传感器的直径一般是4mm~8mm（如图16-2-11a所示），而且最小的直径只有1mm。

空腔压力传感器可以在200°C温度下可靠地工作。尽管注模的温度限制了传感器

的功能，但实际的材料熔化温度更高（约400°C）。这些传感器中的大多数都包含有一个O形圈，从而减小了在传感器元件和注模之间经常出现的污染，但对传感器的正常工作来说，这并不是最主要的。

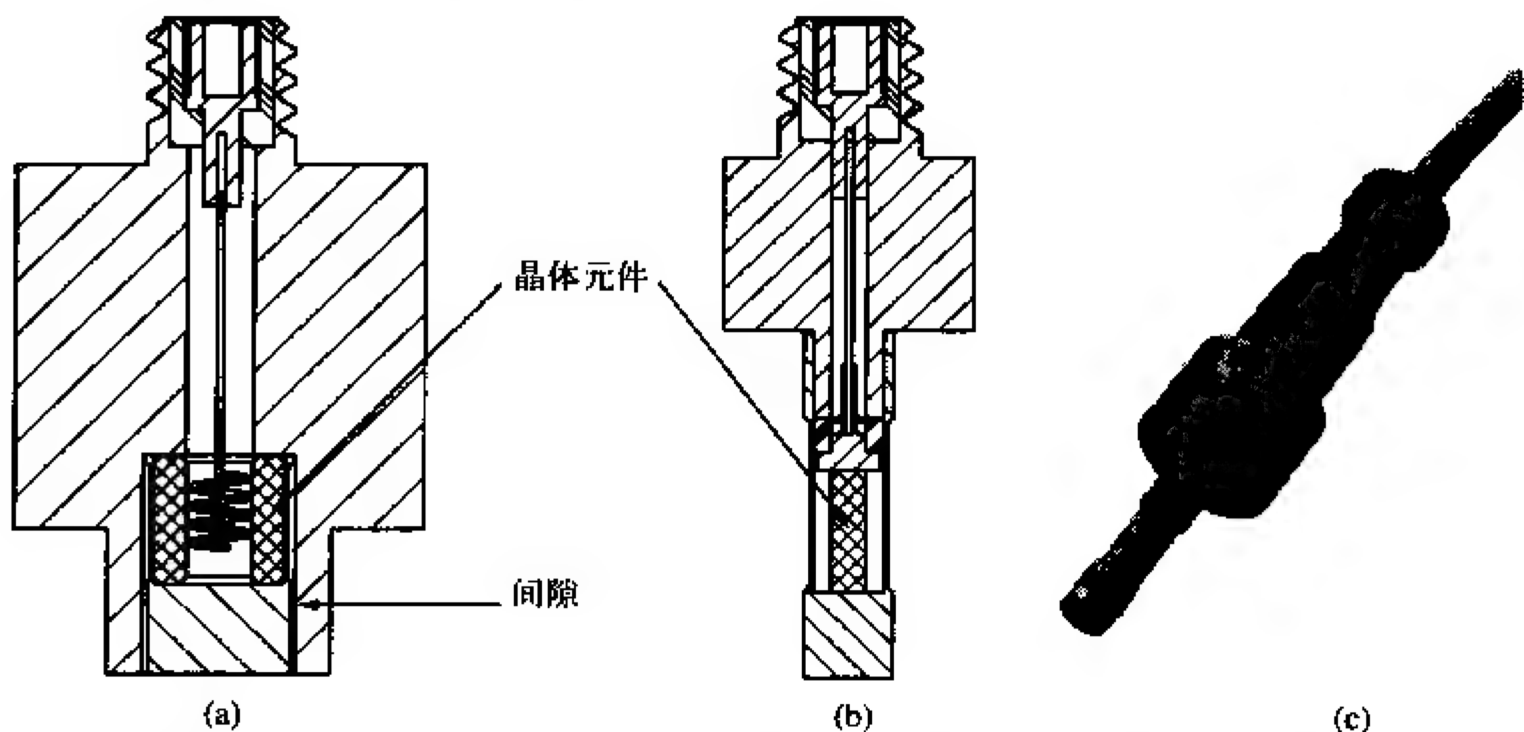


图16-2-11　空腔压力测量的传感器　(a) 前端直径6mm；(b) 和 (c) 前端直径2.5mm（Kistler公司提供）

14. 用于发动机的传感器

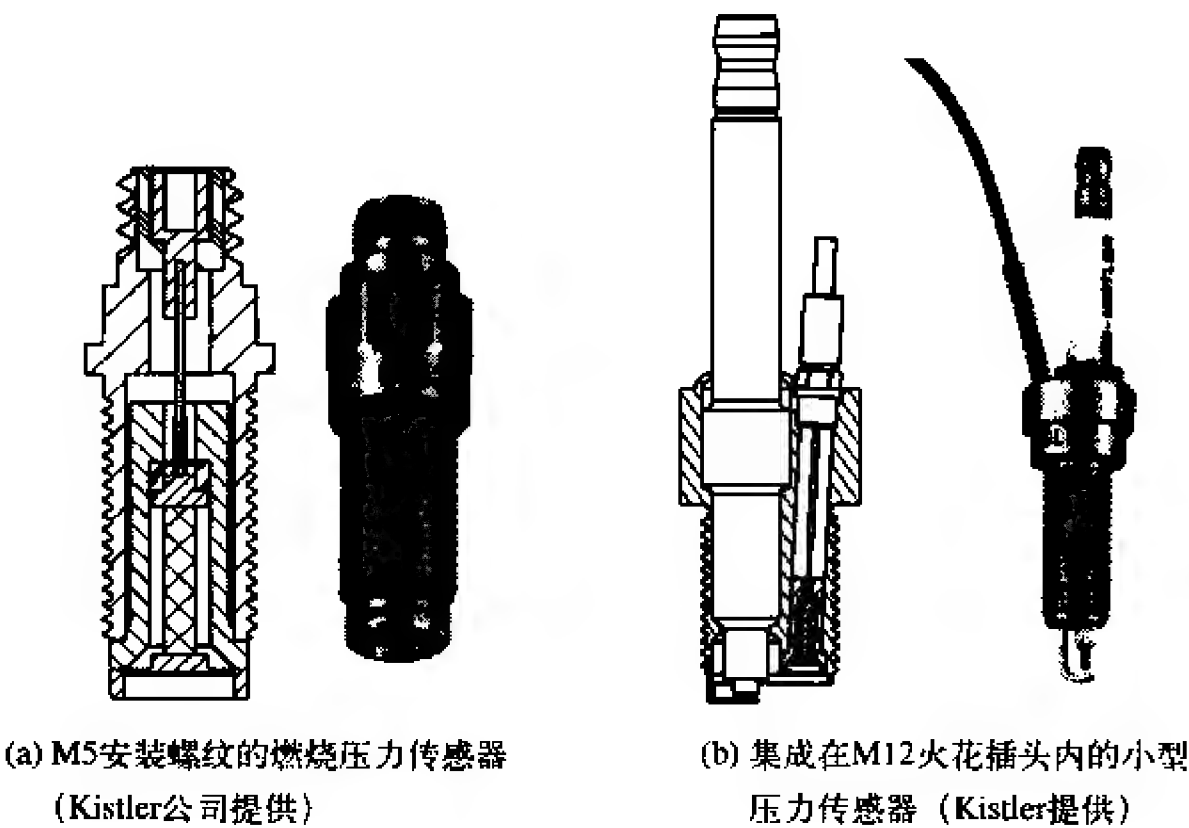
早期，人们使用压电式压力传感器来测量发动机的燃烧压力。现在，大多数压电式压力传感器都用于汽车发动机的开发。新型传感器也正持续开发出来，以满足发动机体积越来越小、精度越来越高的需求。

根据测量位置和测试条件的不同，发动机传感器的工作温度一般在150°C~350°C变化。但膜片的温度可以更高。膜片直接暴露在大约2 500°C高温的热循环燃烧气体中。特殊的膜片设计和材料将减小热引起的测量误差并确保具有较高的使用周期。这些需求是对膜片设计的特殊挑战，并且要求传感器针对特定应用进行优化。

如今的燃烧发动机正变得越来越小，而且每个汽缸都具有四个或更多的阀门。这限制了燃烧压力传感器的可用空间。只有M5安装螺纹和前端直径为4mm的传感器才能满足这些安装要求（如图16-2-12a）。对于空间更为有限的应用，可将传感器直接集成到特殊设计的火花插头或电热插头上（如图16-2-12b）。

如图16-2-13a所示，水冷却传感器可以改善零点稳定性。最初，传感器的水冷却用于保护传感器免受发动机高温的影响。现代传感器可以在没有水冷却的情况下使用，因此如果由于某种原因冷却系统发生中断，传感器也不会受损害。现在最小的水冷却传感器的安装螺纹是M8螺纹。

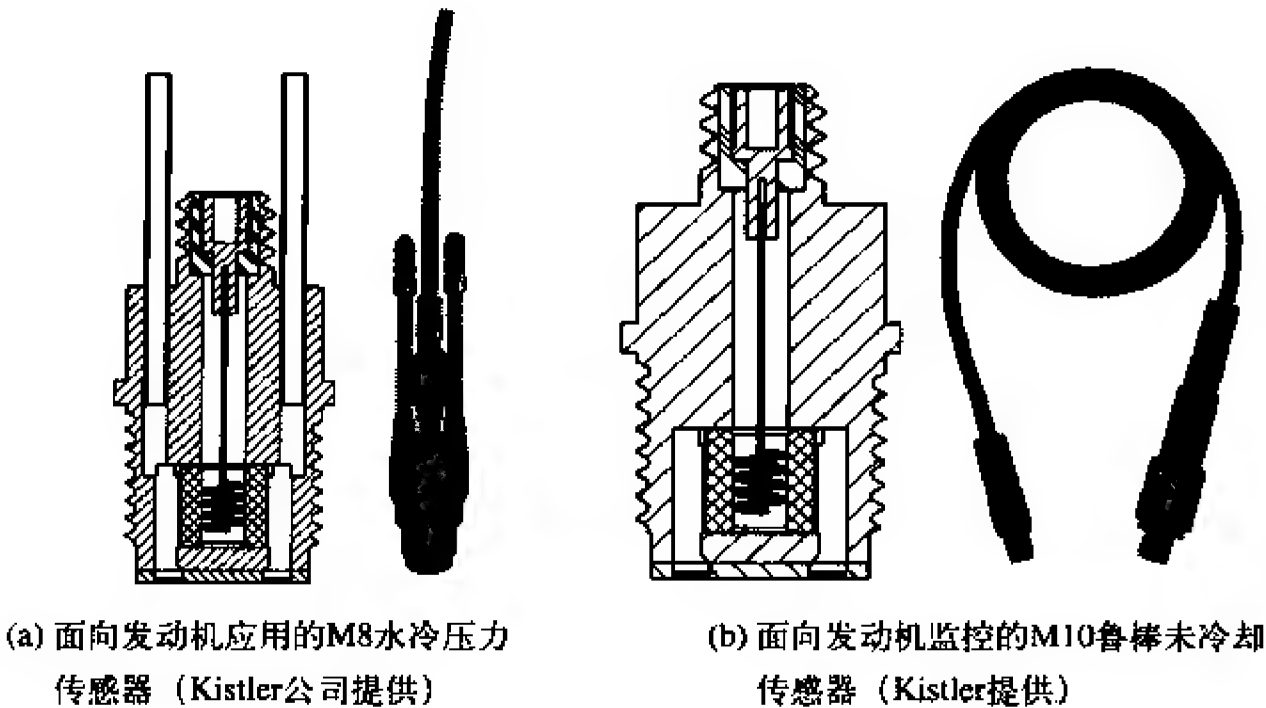
为了在发电站和轮船等应用中监控大型的柴油发动机和汽油发动机，通常使用鲁棒、无需冷却的压力传感器。这些传感器可以连续工作，而且具有较长的使用寿命(如图16-2-13b所示)。通常，测量系统包含一个为某特定应用定制的集成电荷放大器。



(a) M5安装螺纹的燃烧压力传感器（Kistler公司提供）

(b) 集成在M12火花插头内的小型压力传感器（Kistler提供）

图 16-2-12



(a) 面向发动机应用的M8水冷压力传感器（Kistler公司提供）

(b) 面向发动机监控的M10鲁棒未冷却传感器（Kistler提供）

图 16-2-13

15. 高温压力传感器

为了对燃烧压力的微小波动进行监控，燃气涡轮制造商需要能够工作在大于400°C高温的高温压力传感器。现在，已经出现了工作温度达650°C且压力范围在0~250bar的压力传感器（如图16-2-14所示）。为了承受如此高的温度，传感器的敏感部件采用电气石圆盘制造，而且传感器采用两线制的无机绝缘电缆。传感器设计与图16-2-9b类似。

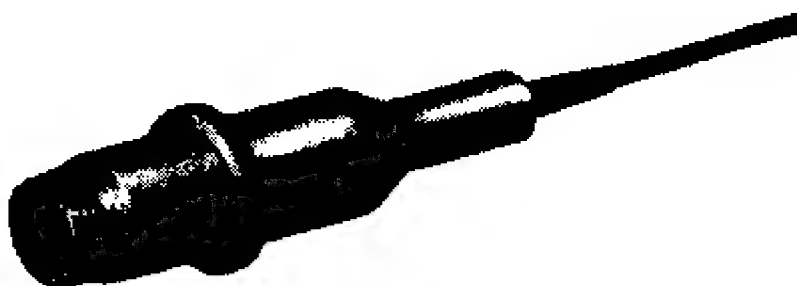


图16-2-14 工作温度高达650°C的传感器（Vibro-Meter SA公司提供）

16.2.3 传感器选型

传感器制造商可以帮助我们找到最适合我们应用的传感器。数据表可以在因特网上找到，而且因特网的搜索功能和应用导向工具也极大地方便了我们找到合适的传感器。在开始搜索之前，有必要了解一些最相关的传感器和电路特性。下面是对这些特性的阐述。

1. 传感器

压力范围——传感器需要测量的最大压力。

局部范围校准——可用于更小压力范围的测量。注意，压电式传感器能够提供几十种测量范围，而且都不会损失精度。

过载——传感器可以承受的最大压力。

自然频率——规定了动态压力信号的频率上限。

灵敏度——传感器的灵敏度（通常以pC/bar或mV/bar为单位）。

热敏度漂移——温度引起的灵敏度变化。

线性度——通常用±%FS（占满量程的百分比）来表示。输出信号和压力关系与真正线性关系的偏离。

迟滞性——通常用%FS（占满量程的百分比）来表示。连续增加和减小压力时的输出差值。

绝缘电阻——具有良好电气绝缘特性的传感器可以在极低的频率范围（mHz）内进行测量。注意，传感器的电气绝缘度随着温度的增加而减小。

温度范围——最小和最大工作温度。如果温度超过300°C，就需要特别注意连接器和线缆。

传感器尺度——传感器（安装孔）允许的最大尺度。

耐震强度——传感器最大的耐震强度（通常以重力加速度g为单位）。

加速度灵敏度——如果传感器安装在振动结构体上（如发动机），则需要关注加速度灵敏度。需要区分径向和轴向加速度灵敏度。

热冲击——传感器上的热冲击引起的输出信号（通常以bar为单位）。在发动机的测量中非常重要。

环境——通常，传感器都是密封设计的，且由不锈钢制成。如果期望将传感器用于腐蚀性或研磨介质，或者如果传感器将遭遇核辐射，那么需要引起特殊注意。

连接器和线缆——低噪同轴电缆（电荷输出）、标准同轴电缆（电压输出）。高温应用（大于300°C）需要特殊的电缆和连接器。

传感器输出——电荷或电压输出。将电子线路集成在传感器内可以获得电压输出。其优势是不再需要额外的电子线路（电荷放大器），但极大地降低了灵活性，因为它只具有一个压力范围和一个时间常数。工作温度被限制在150°C以下。

频率下限主要取决于量程电容和量程电阻。假定我们面对的是如下配置。

压力传感器的灵敏度：20 pC/bar

压力范围：200bar

满量程输出：10V

首先，我们需要选择量程电容。输出灵敏度（电荷放大器的灵敏度）由下式给出

$$20\text{pC/bar} \times 200\text{bar}/10\text{V} = 400\text{pC/V}$$

这也是量程电容C_r的理想值（$C_r = 400\text{pF}$）。当然，真正的电荷放大器没有几千个量程电容，而只有四五个精密的十进电容器（例如，100pF、1nF、10nF和100nF）。在我们的示例中，有效量程电容器是1nF。

在交流模式中，时间常数τ取决于R_t和C_r的乘积。假定$R_t = 100\text{G}\Omega$，则时间常数为

$$\tau = R_t \times C_r = 100\text{s}$$

而且频率下限（正弦波的幅值衰减3dB）可根据下式计算

$$f_l = 1 / (2\pi \times \tau) = 1.6\text{mHz}$$

直流模式不存在电阻R_t，而且较长时间行为主要由漂移支配。假定电荷放大器输出级的失调电压U_{off}是5mV，传感器的绝缘电阻是10TΩ，则相应的漂移为$5\text{mV} / 10^{13}\Omega / 1\text{nF} = 0.5\mu\text{V/s}$。它可以忽略不计。

当温度更高时，必须考虑漂移的影响。温度为400°C时，传感器的绝缘电阻降至$10^7\Omega$，输出端产生的漂移大约是500 mV/s。如果不调节时间常数电阻器，电荷放大器将在不到20s的时间内达到饱和。减小漂移的一种替代方式是在传感器和电荷放大器之间串联一个非常大的电容C_D（耦合电容）。这样可以消除漂移，而且此时的时间常数由$R_S \cdot C_D$给出。

2. 电子线路

集成电子线路——为那些不需要对传感器的设置作太多改变的应用提供了一种高性价比的解决方案。但只限于温度低于150°C的应用场合。

电荷放大器——具有最大的灵活性，因为可以利用整个压力范围，而且时间常数可以调整。另外，其输出并不依靠输入电容。

阻抗变换器——是比电荷放大器性价比更高的选择。但其输出与输入电容（电缆电容）有关，而且信号调理能力较弱。

差分电荷放大器——用于很强噪声环境中的小信号应用。

16.2.4 制造商链接

Kistler Instrumente AG	www.kistler.com
Endevco Corporation	www.endevco.com
AVL List GmbH	www.avl.com
Vibro-Meter SA	www.vibrometer.ch
PCB Piezotronics Inc	www.pcb.com
Columbia Research Lab, Inc.	www.columbiaresearchlab.com
Dytran Instruments, Inc.	www.dytran.com

16.2.5 最新发展和未来展望

如今，压力传感器的发展主要受两个因素的驱动：小型化和高温。这两个因素一直推动着具有更好特性的新型压电材料的研究，包括更好的灵敏度和在高温（大于300°C）下的良好稳定性。也正因为如此，在小型或高温传感器中，这些属于CGG组的新型材料正逐步替代标准材料（石英和电气石）。

1. 小型化

传感器必须要做的更小。这是从许多应用领域中观察得知的发展趋势。例如，发动机通常都是非常紧凑的，因此需要直径为M5或更小的传感器。在塑料注模中，现在也通常采用2.5mm直径的传感器进行高达2 000bar的压力测量。减小传感器的尺寸是一项具有挑战性的工作。除了生产小型传感器元件的困难之外，其灵敏度也随膜片面积成比例地减小。随着直径的减小，作用在压电元件上的力也以直径平方的关系减小。因此，若传感器（膜片）直径减小一半，其灵敏度将降低至原来的1/4。这可以通过几种方法进行克服。其一是把晶体切成非常薄的板层，并在横向晶体设计中采用几何学因素以增强灵敏度。其二是采用具有更高灵敏度的材料。

2. 高温

如今，标准的压力传感器可以在350°C的高温中使用。一旦超过这个温度，就需要克服许多问题，比如压电元件必须保持稳定并且仍然具有较高的绝缘度、采用镍合金来防止腐蚀（但它们难以加工或焊接）、用金属电缆代替传统的电缆等。当然，传感器必须能够承受持续几千小时的高温，因为不能随意停止机器（如涡轮）来更换有缺陷的传感器。有些制造商提供了一些基于电气石、铌酸锂或高温压电陶瓷的传感器，它们可以在600°C或700°C的高温下工作。

3. 传感器辨识

制造商必须对每个传感器都进行校准，而且有一张所谓的校准表。在使用传感器之前，操作员必须往电荷放大器中输入正确的传感器灵敏度。对于需要许多传感器的应用，这是一件枯燥乏味的工作，而且很容易发生错误。现在，传感器辨识以及包含所有所需信息（ID、灵敏度、一定温度下的灵敏度漂移等）的数据库的出现极大地方便了巨大数量传感器的实施。方式之一就是在传感器内部或其连接器上集

成一个TEDS（根据IEEE 1451.4标准编写的传感器电子数据表）数字芯片。当传感器插入到电荷放大器时，电荷放大器从TEDS中读取数据，并根据传感器的灵敏度自动调整其参数。TEDS是可写的，允许对传感器特性进行修改和适应。另一种方式是在每个传感器内集成一个ID芯片（如一个声表面波的编码标签）。只要电荷放大器与PC连接，它就可以识别这个传感器，并通过数据库获取相关的信息。

16.2.6 参考文献与资源

1. Bill B., "Messen mit Kristallen," Die Bibliothek der Technik, Band 227 (2002) or "Measuring with crystals," Kistler V900-335e.
2. Cavalloni C., & Sommer R., "PiezoStar Crystals: A New Dimension in Sensor technology," Kistler Special Print 920-240e-07.03 (2003).
3. Gautschi G., "Piezoelectric Sensorics," Springer (2002) and references therein.
4. IEEE Standard on Piezoelectricity (ANSI/IEEE Std 176-1987).
5. Ikeda T., "Fundamental of Piezoelectricity," Oxford University Press (1996).
6. Krempl P.W., Schleinzer G. & Wallnöfer W., "Gallium Phosphate $GaPO_4$: A New Piezoelectric Crystal Material for High-Temperature Sensorics," Sensors and Actuators A61, 361-363 (1997).
7. Tichy J. & Gautschi G., "Piezoelektrische Messtechnik," Springer (1980).
8. Wilson J., "Noise Suppression and Prevention in Piezoelectric Transducer Systems," Endevco TP 270.

第17章 机械冲击传感器

Anthony Chu Endevco公司

在1947年召开的首届冲击与振动研讨会上，机械冲击被定义为："物体或者媒质突然受到较大外力，如打击或撞击作用后，其部件或微粒的运动状态发生的突然而剧烈的变化。"从那时起，该概念已经发生了一些变化，但是其基本含义一直未改。大多数分析家将冲击看作是一种瞬时的振动。但是无论如何描述，也不管冲击力产生自何处，机械冲击对结构和设备的影响会给很多系统的设计带来麻烦。

17.1 技术基础

冲击测量通常包括测量物体的加速度、速度或者位移响应等。冲击测量对研究保护性包装设计、地震、爆脱冲击（pyroshock）、抓握物件或物件跌落、交通环境、军事应用、汽车碰撞试验（automotive crash testing）以及弹道效应等方面具有重要意义。

17.1.1 冲击测量

冲击测量通常要求系统具有较好的高频响应、较好的线性度以及较宽的动态范围。被测信号的频率往往可达100kHz甚至更高，而幅度则可能超过100kg（$\approx 10^6 m/s^2$）。测量长时间冲击的瞬态响应时还需要系统具有较好的低频响应。通常需要测量的冲击可分为两类，即速度冲击和振荡冲击。

17.1.2 速度冲击

速度冲击包括两个成分，即强度和持续时间。强度的测量单位是g（$1g=9.806\ 65 m/s^2$），持续时间的测量单位是毫秒（ms）。物体从桌面高度跌落到地面上时，造成的冲击强度超过1 000g，持续时间约为3ms。而发射炮弹时的冲强度则约为16 000g，持续时间约为12ms。冲击强度越高则持续时间往往更短，可能只有数毫秒，而较低强度的冲击的持续时间可能长达20ms。导致撞击表面变形或弯曲的冲击则可能持续数百毫秒。

17.1.3 振荡冲击

振荡冲击是指不会使受冲击物体的速度发生明显变化的冲击，如爆脱冲击和弹道式冲击。相反，它们会导致振荡响应或者鸣叫。例如，用铁锤击打大钟后会使钟振荡（鸣叫），但是钟的速度并不发生明显变化。

17.1.4 大幅度冲击

很多冲击都涉及很大的力作用，这导致加速度响应的幅度很大。因此必须具备较宽的动态范围和较好的线性度才能测得精确结果。

测量小幅度信号（小于100g）时，采用通用型加速度计即可。而测量更高尖峰的加速度信号就得采用为冲击测量特制的加速度计了。

冲击加速度计比通用型加速度计具有更小的灵敏度和更高的响应频率。并且，它能够承受大幅度冲击造成的巨大内应力。

17.1.5 高频、短上升时间型冲击

冲击响应的瞬态过程通常都具有极短的上升时间，这要求测量系统具有较好的高频响应和最小的振铃。爆脱冲击测量则需要采用物理方法衰减那些超出加速度计响应频段的极高频信号。如果加速度计能够承受这种谐振的机械压力，那么它的输出信号会超标，这又会使信号调理电路过载从而产生削波失真并丢失数据。机械滤波和电气滤波配合可以最大程度地避免出现这种问题，但是机械滤波和电气滤波的特性必须匹配良好，以防止在关心的频段（通常在10kHz以上）出现失真。

17.1.6 传感器需在大应力条件下工作

测量冲击的传感器不但要能够承受冲击，还要能够在反复的冲击下保证测量的准确度和线性度。传感器的内应力可能导致性能指标漂移、累计损坏、疲劳故障、非线性以及其他问题。这些故障现象表现为电阻和/或电容明显变化、噪声过大、输出零点的变化以及灵敏度的变化等。

17.2 各种传感器及其优缺点

冲击测量通常采用加速度计或者速度传感器测量被测设备对瞬态外力输入的响应。利用光测量技术（如激光多普勒速度计）可以实现非接触式测量。当然，还可以使用力应变计直接测量被冲击设备在被冲击瞬间出现的应变量。

17.2.1 压电型加速度计

压电型加速度计在本书的其他地方已经提到过。它具有极好的坚固性和多种特性，因而被众多冲击测量应用所采用。尽管它们的机械结构多种多样（压缩的、环形的、平板的等），但是可以分为两类，即电荷型（输出阻抗高）和内部带电型（输出阻抗低）。

17.2.2 电荷模式压电型加速度计

电荷模式压电型加速度计和一个外部电荷放大器或者在线的阻抗转换器（它检

测PE晶体应变后产生的电荷）配合使用。它们的输出电荷是皮库量级的，因此必须采用屏蔽良好的低噪声同轴电缆小心地传输。如果该电缆没有预防摩擦起电噪声或者屏蔽不良，那么导线噪声或者电磁干扰噪声就可能完全淹没信号。

电荷型加速度计的固有属性使其具有最佳的坚固性和可靠性，因而容易设计和组装。

17.2.3 低阻抗电压输出型加速度计

低阻抗电压输出型加速度计（IEPE）集成有预放大器。其输出信号经预放大后具有较低的输出阻抗。因此，它对环境噪声和电缆噪声都不敏感。但是，由于这种加速度计内部含有电子器件和多点电气连接，因此其可靠性有所下降。此外，低阻抗电压输出型加速度计具有固定的增益，这决定了传感器的动态范围，从而限制了应用的灵活性。

17.2.4 压阻型加速度计

现代压阻型（PR）加速度计采用MEMS（micro electro mechanical system，微机电系统）技术制造。这种为冲击测量设计的加速度计通常在复杂的弹簧—质量块结构中植入半导体应变计。它们与其他类型加速度计相比的优势在于，频率响应可以低至直流（稳态、低频时间常数无穷大）。因此，它们可以高保真地测量持续时间非常长的冲击，并具有理想冲击测量传感器所具备的稳态响应特性：谐振频率高，灵敏度低。MEMS技术使得这种特性组合可以在极小尺寸的传感器中实现。

PR型加速度计的最大缺点是，它们一旦发生谐振就很容易损坏。由于它们的振动系统在谐振频率处的机械放大倍数至多100倍，因而即使是在其自然频率附近很小的激励都会引起过度的大应变响应，并可能损坏器件。因此，PR型加速度计在冲击测量中必须小心使用。

17.2.5 激光多普勒速度计

激光多普勒速度计可以测量目标表面反射的调制激光束的多普勒频移。通过比较反射光和入射光的频移，就可以计算出被测物的速度。由于这是一种非接触式测量，因此常用于传感器无法固定安装的场合。它还能消除接触式传感器因安装和机械影响引起的误差。

该仪器的缺点是体积较大、价格昂贵并且要求测量时速度计和目标之间存在视线。有些型号的速度计还有测量点与被测物的距离限制。

17.2.6 应变计

由于很多冲击测试的目标是确定被测结构的应变，因此常改用应变计或者增加应变计作为其他传感器的补充。可以在关键区域安装应变计以便直接测量关键点的

应变量。但是，应变计无法得到被测装置（Device Under Test，DUT）对冲击的瞬态响应特性或结构性响应。应变测量可能受到被测装置自身的裂缝或者结构不连续的影响。

17.3 选型与指标

像外壳跌落测试、汽车碰撞测试以及爆脱冲击仿真等应用都需要使用具有特殊能力的加速度计。手机从站立高度意外跌落时产生的加速度峰值可超过10 000g。很多做冲击测试的新手都误以为可以将被测物体视为刚体，从而完全忘记了材料本身的响应。在加速度很大的高g值冲击测试中，结构响应通常是非线性的并且难以描述，因此选择一个合适的加速度计至关重要。除了要测试冲击的特性，还需要考虑其他的环境因素。下面是在冲击测试中选择加速度计时需要考虑的基本方面。

17.3.1 期望的幅度

范围——不应将可用的输出范围和存活率混淆。一个测量范围是100g的加速度计可能需要承受测试开始时出现的10 000g冲击。另一个需要区分的是冲击响应频谱的最大期望值和加速度实际输入信号的频谱的最大期望值。

低通滤波器——在放大器的输入端增加低通滤波器可以防止非期望输入尖峰引起的输入过载。

零点漂移——零点漂移或者直流偏置，是指在高g值条件下输出基准电平突然发生的变化。这是PE/ISOTRON型加速度计常见的误差，其他类型的加速度计也可能有这种误差。该参数没有通用的标准，因此在性能指标中没有列出。设计用于测量高g值冲击的PR型加速度计通常不存在零点漂移。集成有机械滤波器的加速度计，如Endevco公司的7255A和7270AM6都能消除该问题。图17-3-1是内置式机械滤波器的原理。这方面已经有一些论文，感兴趣的读者可以参阅Endevco公司的技术论文TP290和TP308。

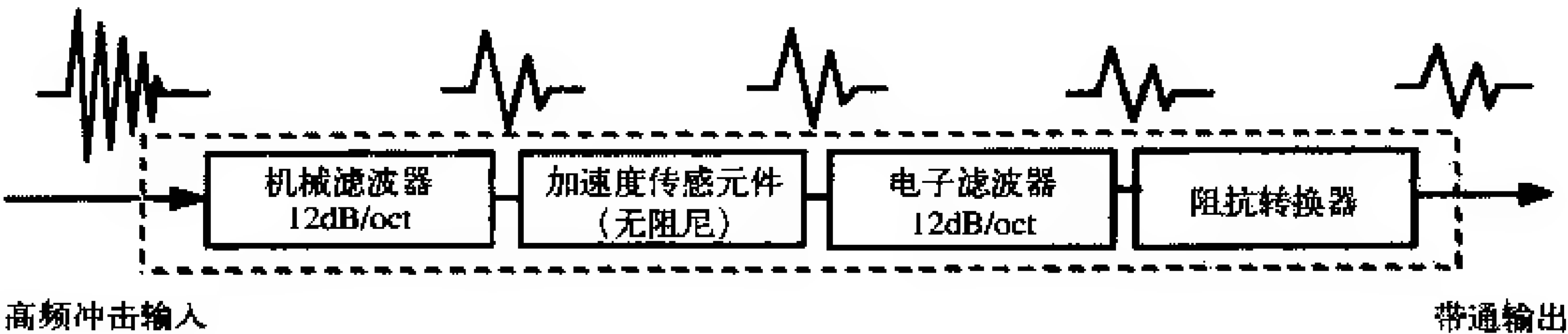


图17-3-1 带有内置式机械滤波器的加速度计的模型

生存能力——在小幅度冲击应用中，大多数加速度计都能承受环境的变化，并且不会损坏内部部件。但是在高g值测试中，加速度计就常常会出现物理损坏。建议在选择冲击加速度计的测量范围时，为最大冲击输入留足裕量。通常的经验准则是，加速度离冲击源（爆炸点或者冲击点）越近，允许的输入g的等级就要越高。此外，

导线和连接的可靠性也需要考虑。在高g值冲击中，即使是一个很小的未受约束的质量块都可能产生巨大的作用力，引起连接器损坏（或者连接失效），从而和普通的同轴电缆产生摩擦起电噪声。因此，建议在高g值应用中使用重量较轻的焊接终端（见图17-3-2）和带状导线。但是，在安装和处理它们精细的连接点时需要格外小心。



图17-3-2　带有焊接终端的冲击加速度计

17.3.2　期望的频率成分

下面将看到，测得的瞬态响应的频率成分变化很大。特别是测量冲击时，需要同时考虑频率下限和频率上限。

17.3.3　低频

当测量长时间、持续冲击或者测量结构的刚体运动（如船舶冲击）时，要求加速度的直流响应能够准确捕获低频信息。如果想通过对加速度数据积分得到速度或者位移信息，就必须要测出直流响应。低频信号可能会被热瞬态响应污染，这将在本章后面的内容中介绍。

17.3.4　高频

高g值冲击（可能由机械或者烟火造成）的输入频率往往会被测量工艺的从业人员低估，从而导致测试设备选型不合理。此外，很多传感器制造商缺乏高g值冲击测试方面的经验，这一点可以从它们设计所谓“冲击”加速度计的方法上看出。作者建议，在临近区域（close range）（近场）的高g值冲击测量中，必须防止加速度计受到超高频的输入冲击，以避免传感器出现谐振，这是导致高g值测量中出现的很多问题的根本原因。

所有的无阻尼弹簧—质量块型加速度计谐振频率都是有限值。当一个器件发生谐振时，其输出信号的完整性就难以保证。为确保线性响应和误差最小，加速度输入信号的频谱必须位于传感器推荐的频带内。实践经验是，一个无阻尼加速度计的最大可用带宽通常小于传感器谐振频率的五分之一。这个经验在振动测试组织中广为流传，但是很少在冲击测量中出现。

不幸的是，名词“最大可用带宽”经常被很多测试工程师误认为是冲击响应频谱的可用带宽。由于大多数冲击响应频谱终止在10kHz或20kHz，因此谐振频率为100kHz的加速度计足以用于高g冲击应用，只是会损失20kHz以上的能量。高频有害电压会使这一问题更为复杂。因此，最好能确保超过10kHz的冲击能量不会损坏被测部件，但是这一点在大多数分析中都会被忽视。尽管高频成分不会对部件造成危险，但是，这会严重影响弹簧—质量型加速度计的线性操作。

前面已经提到，大多数高g值冲击测量值都含有超过100kHz的频率成分。这些高频成分几乎会使所有的实际结构（当然也包括加速度）都发生谐振。很多已发表的

论文都讨论过超高频率的脉冲对冲击测量的影响。带外的瞬态现象在这些论文中被称为“预脉冲”压力波形，它与实际的脉冲非常接近。

有两种冲击仿真方法可以产生近似的真脉冲。

(1) 近场烟火冲击

在烟火型冲击中，爆炸过程涉及物质的化学反应，它能将爆炸物在高温高压条件下转换为气态。大多数爆炸，比如柔性线型聚能切割型（Felxible Linear Shaped Charge）和烟火型螺栓，所含的能量不如普通燃料多，但是它在爆炸时释放能量的速度极快。近场（临近区域）附近的结构响应可以近似为由于爆炸表面的瞬时速度变化引起的真脉冲。结果，测量烟火爆炸周围区域的数据是工程师和科学家都觉得恐怖的事情。

到达传感器的高频能量的大小与爆炸位置到测量点的距离成反比。当传感器所在位置远离冲击源时，由于冲击波得传输一段距离或者传感器会和其他不同的材料相接，因此高频成分会衰减很多。

(2) 近场金属对金属的压力

大多数冲击仿真器件，比如跌落塔和充气锤，利用高速的金属对金属的压力能产生需要的冲击频谱。当压力点发生微小的材料变形时（就像在所有的可重复利用的冲击机器中一样），结构体的加速度响应也近似为真的脉冲。此时，输入频谱也取决于加速度计与压力点的相对位置。

17.3.5 故障类型

尽管冲击仿真的一般方法会使整个测量系统（从传感器倒数据捕获器）面临可怕的挑战，但是在这种条件下加速度计最容易受到损害。广泛使用的冲击加速度计有两类，即压阻型加速度计和压电型加速度计。它们在受到近似真脉冲冲击时的反应不同。常见的故障类型有三种。

1. 传感器故障

最新的压阻型加速度计设计已经极大地改善了其可用带宽和刚度。压阻型传感器（Endevco公司出品的Model 7270A）的谐振频率超过1MHz，从经验上看这有很大的安全裕度。但是，在受到真正的脉冲冲击时，该传感器仍然会因输入信号发生谐振（在1MHz处）。由于测量机构是无阻尼的，因此元件发生谐振时的错位将不受控制，最终导致永久性损坏。这种故障的结果是数据完全损失。如图17-3-3所示。

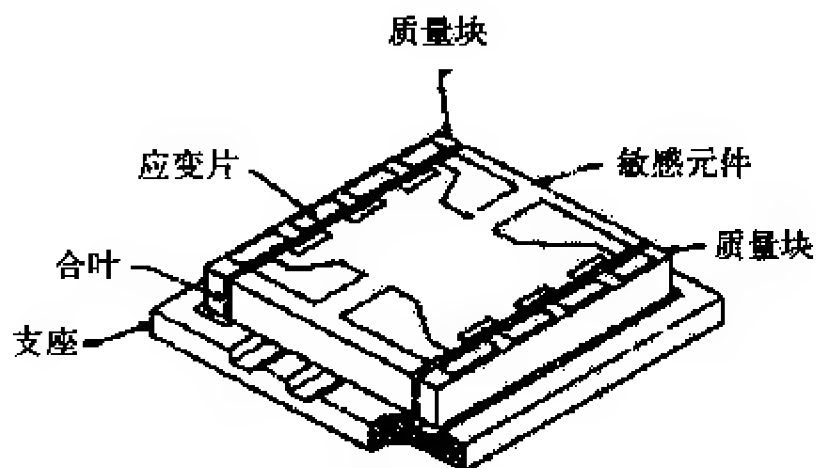


图17-3-3 高谐振频率的PR性加速度计的敏感元件

压电型传感器在同等条件下鲁棒性更好，但是它们也有其他类型的故障。

2. 零点漂移

零点漂移问题在很多技术文章中都已经详细讨论过。压阻型加速度计通常只在测量机构损坏或者性能下降时才出现零点漂移问题。而压电型传感器则存在与传感器相关的绝大多数零点漂移现象。

当压电型器件发生谐振时，将导致三种问题。

(1) 敏感元件发生谐振时的相对位移可能是输入的100倍，因此分子级的内部压力会很大。这种过压条件会使多晶材料出现畸变现象，并输出寄生电荷。这种现象导致的结果就是输出会随时间变化产生直流偏移，如图17-3-4所示。

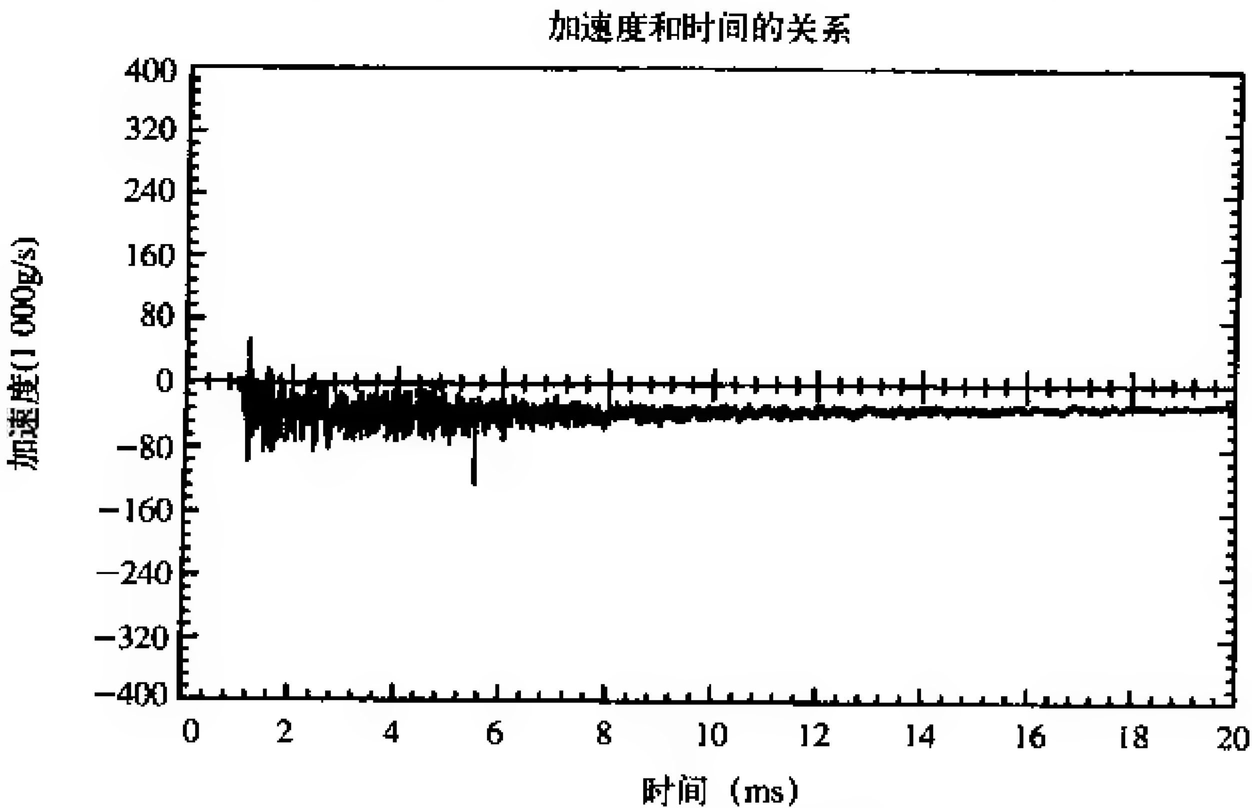


图17-3-4　瞬时冲击引起的零点漂移

(2) 单晶结构的晶体器件不会出现畸变现象，但是它们会以另一种形式产生零点漂移。大多数单晶体型（比如石英）冲击加速度计都采用压缩式设计，如图17-3-5所示。在这种设计中，传感器和预装的螺钉组装在一起。当传感器被激励到谐振态，器件之间的相对位移量会导致原点位置发生偏移。传感器部件的这种物理移动会导致初始条件发生突变，并且使输出发生明显的滞后——这就是输出的零点漂移。

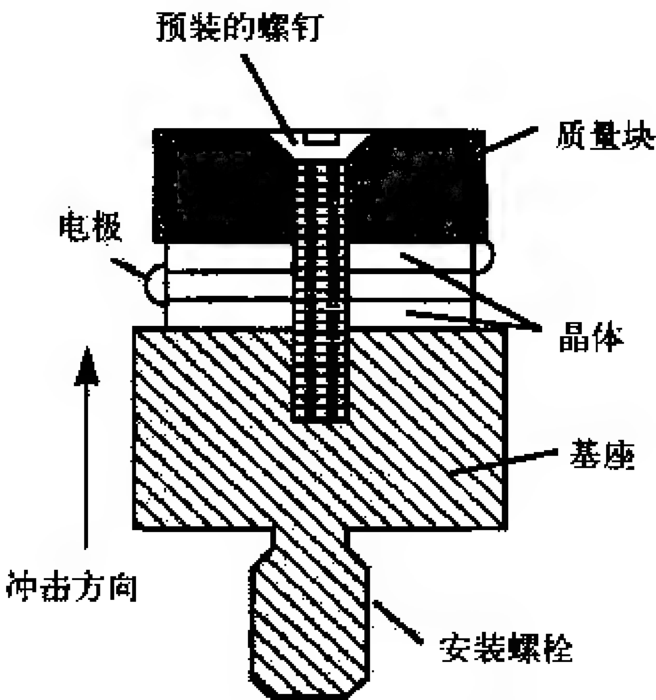


图17-3-5　压缩型加速度计

(3) 晶体材料不能过压，并且没有物理移动，但是由于传感器发生谐振，晶体会输出大量的电荷。这种不期望出现的电信号会使

后面的信号调理电路发生饱和，甚至损坏。这种故障的结果是丢失数据或者发生严重的随时间变化的直流偏置。

当数据减小时，随时间变化而出现少量的零点漂移可能导致虚假的速度和位移。实际的危险是：尽管严重的直流偏置数据会被丢弃，但是加速度数据中的少量偏置（通常用肉眼无法发现）还是会被接受。

3. 非线性

传感器在谐振时的输出有时是非线性的，并且不可重复。饱和的电荷转换器的响应也是非线性的和不可重复的。这种故障的结果是SRS的可重复性差，并导致对冲击环境的测量有误。

17.3.6 结构性谐振

上升速度快的冲击输入（接近实际的脉冲）通常会激发被测器件（DUT）的几种谐振模式以及加速度计的自然频率。如果结构的谐振模式发生在加速度计自然频率附近，那么就会导致倍增效应。结构受到的冲击等于输入乘以DUT的Q值，并且倍增后的响应又成为加速度计的输入。因此DUT的Q值又与加速度计的Q值相乘。尽管这是DUT的实际响应，但是这种两级放大将足以损坏加速度计或者使其出现非线性。

17.3.7 环境的影响

在任何测量中，冲击传感器都会对整个环境作出响应。尽管传感器设计师试图使传感器对非冲击输入的响应尽量小，但是测量时总会受到一些环境因素的影响。最常见的环境影响因素包括温度、热传导、横向运动以及电磁干扰等。

1. 温度

加速度计的灵敏度会随温度的变化而改变。普通的标称值只适用于+20℃。如果加速度计需要工作在其他温度下，那就应当掌握可能出现的响应。由于大多数实验室的冲击测试实验都是在室温下进行的，因此对测量结果不会有任何影响。但是，如果冲击测量环境的温度与“室温”差别很大时，就必须注意温度灵敏度。

对于压电型加速度计来说，其灵敏度随温度变化而改变是由压电材料的特性变化引起的。因此设计时要兼顾较宽的工作温度范围、稳定性以及结构的完整性。超出该温度范围时，它也具有特征响应，并且根据材料参数、组装和部件的变化各有不同。图17-3-6是一个带温度补偿的加速度计的典型敏感度曲线。

对于压阻型加速度计来说，其灵敏度的变化是所用材料、器件电阻以及所有电桥电路内所用校正电阻的压阻系数的函数。通常，在输入端串联一个电阻（当使用定常电压电源时），就可以旋转曲线的形状以使灵敏度变化最小。



电荷灵敏度

图17-3-6 带补偿的加速度计的典型温度响应曲线

高灵敏度的压阻型加速度计的灵敏度变化

量可以通过将它反向放入一个温室内的重力场中来测得（静态测量）。然而，低灵敏度的冲击加速度计就难以采用这种方法。

由于压电型传感器无法测量静态现象，因此通过在温室中振动它们时才测量其灵敏度的变化量。杆端部有一个低导热性部件制成的温室，它会受到来自杆的振动激励。标准的加速度计被安装在温室外的激励器上（室温）。测试时的振动频率通常为100~300Hz，以避免连杆发生谐振。低灵敏度的冲击加速度计在此条件下具有极低的输出，因此难以测量。

如果需要很高的精度，以致于各个器件标准曲线的变化不可忽略时，就需要以特定的顺序在其标称范围内的各种温度下对加速度计进行标定。

压阻型、可变电容型以及其他直流响应型加速度计通常在零输入时有一个极小的输出（称为零输出，即ZMO）。当该零偏置电压随温度发生变化时，将导致热零点漂移。如果没有温度补偿功能，压阻型加速度计通常具有很大的热零点漂移，以至于不稳定。经温度补偿优化后，可以减小这种影响。标准压阻型加速度计的典型热零点漂移达数毫伏其最大限制是15mV或20mV。

2. 热传递

当压电型加速度计的温度发生变化时，也会产生输出。这种热传递响应通常被称为热电效应。在几乎所有的测试应用中，加速度计的温度会每隔数秒或数分钟逐步发生变化。结果，由于大多数放大器都具有产生较低截止频率的输入滤波器（该截止频率可确保滤除掉缓慢变化的热传递响应），因此热传递响应无法被检测到。冲击测量中的热传递效应通常非常小，这是因为大多数冲击事件都是在很短的时间内完成。但是，如果放大器允许低频信号通过（通常不超过1Hz），或者如果输出信号足够大以至于使放大器饱和，那么就必须考虑这些输出。热传递响应的幅度和频率是温度变化幅度和速率的函数。压电晶体的热电特性是已知的，而任何加速度计—放大器组合电路的输出特性都可以在特定的温度传递条件下通过实验测得。

引起热传递响应的原因有三种，分别称作第一热电效应、第二热电效应以及第三热电效应。加速度计的热传递响应是上述三种效应共同作用的结果。

第一热电效应是指由受约束晶体的单位温度变化引起的输出。它发生在垂直于极化轴的表面。有些自然压电晶体（如石英）并不产生第一热电输出。而采用铁电陶瓷的压缩式设计的第一热电输出则非常大。另一方面，由于铁电剪切型加速度计（ferroelectric shear accelerometers）的电机表面与极化轴平行，因此它没有第一热电响应。它们的热电响应不能与自然晶体相比。

第二热电效应是由晶体受到均匀加热后热变形引起的。有些自然晶体（如电气石）的第二热电输出非常大，但与铁电晶体相比仍然很小。

第三热电效应是所有加速度计都会产生的一种热电效应。它由晶体上的温度梯度场引起。第三热电响应与机械设计、极化轴以及电极朝向都有关，但是与晶体材料无关。在剪切设计中，晶体器件通常会与外壳良好隔离，以确保热感应外壳的应变不会产生输出。再加上没有第一热电响应，使得剪切型加速度计受到热传递变化

的影响比压缩型加速度计要小得多。Endevco公司的等基线型加速度计将晶体和加速度计基座隔离开来，以减小环境到晶体的热传导能力。等基线型加速度计的热电输出的幅度减小了近一个数量级。在放大器中采用低频滚降设计可充分降低缓慢变化的热电输出信号的幅度，并且阻碍稳态输出。在大多数应用中，低频截止频率为3Hz或者更大一些的放大器，受热电效应影响而产生的输出误差都不大。但是，对于具有较宽低频响应的运放来说，仍然会放过瞬态的热电信号。

ANSI建议对完整的传感器—放大器电路进行热电测试。在测试过程中，传感器被固定在测试台上，测试台的质量远大于传感器的质量。然后，测试台和传感器的环境温度突变50°F，并测试该过程中放大器的输出。如图17-3-7所示。

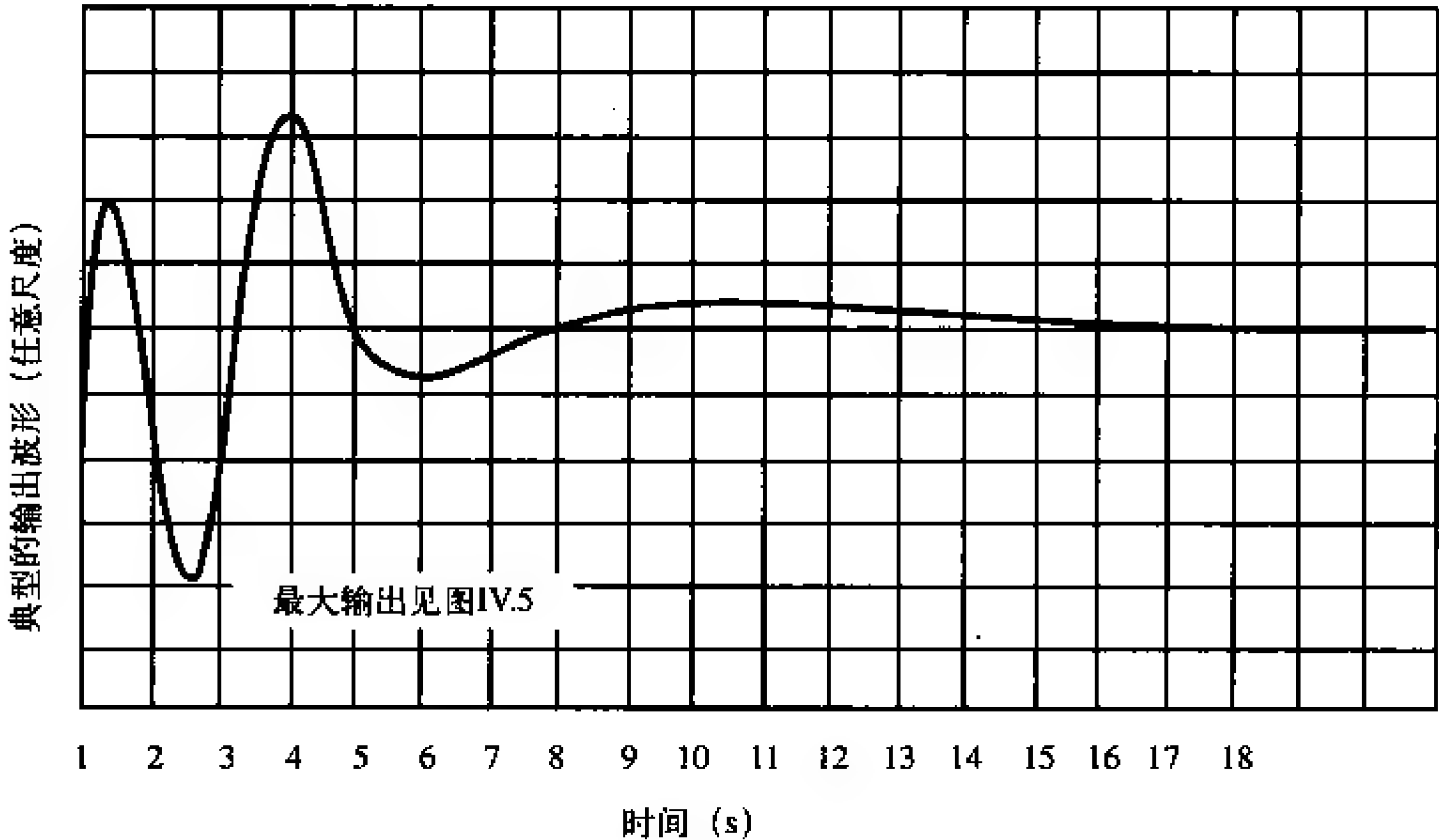


图17-3-7 加速度计的热瞬态响应

表17-3-1是各种传感器的测试结果。表中比较了两种不同的测试方法。在旧的测试方法中，只浸没测试台，而新方法则同时浸没测试台以及加速度计。

表17-3-1 几种加速度计的热传导响应

型 号	类 型	灵敏度pc/g	全部浸没	只浸没测试台
2215E	压缩型	1650	51	0.05
2220D	剪切型	2.80	18	可以忽略
2222C	剪切型	1.20	20	可以忽略
2275	等基线型	11.0	12	可以忽略
2221D	剪切型	17.2	0.6	可以忽略
7701-50	等基线型	50	0.2	可以忽略

为了测得上述数据，需要先将传感器和固定台的温度保持在82°F，然后迅速全

部投入32°F的冰中。浸没后的瞬态输出是一系列2~5个有极性的低频近似正弦型振动，持续时间约为1~10s。结果表明了各种传感器在测试条件下的最大热电灵敏度。任何加速度计—放大器组合电路的实际热电输出都可以通过在上述温度条件下做实验来确定。

还需注意的是，如果压缩型加速度计（由P-8或者P-10型晶体制成）在未接入电路的情况下受到剧烈的温度变化，那么在将它与运放相接前应当短接传感器的终端。这是因为，由于热电效应的影响，开路的加速度计的输出可达数百伏，即使不造成致命性的损坏，也会造成严重的损坏。

3. 横向运动

对于任何单轴加速度计来说，它只对某一个轴向的冲击响应最大。理想的加速度计对其他轴向的加速度输入不作响应。但是，实际中由于存在微小的制造公差，因此很难做到这一点。然而，高品质加速度计的横向灵敏度极小，其典型值约为3%甚至更小。

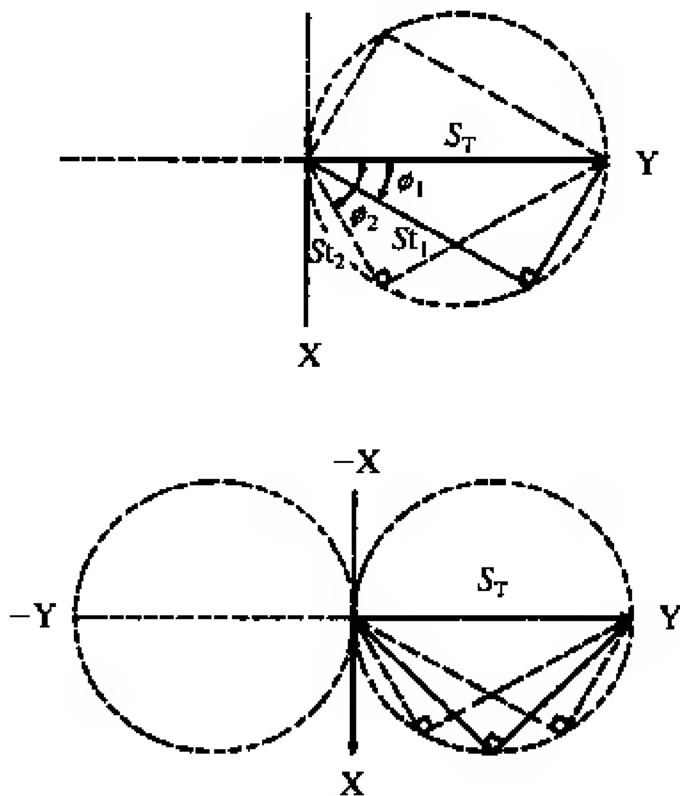


图17-3-8 典型的横向灵敏度图

Endevco公司出品的几乎所有的加速度计都将横向灵敏度测试作为其生产过程的必备检查。输入运动必须是不定向的。由于大多数电动振动激励器没有足够小的横向运动能力来测试高品质的加速度计。因此，Endevco公司开发了特制设备，它能够实现12Hz、7g的大位移振动。该设备的运动方向可以精确控制，并且运动的部件可以使振动中的加速度计旋转。这样，就可以测出加速度计的横向灵敏度，并绘成类似于图17-3-8的图形。据此就可以得到最大横向灵敏度，并将该指标记在加速度计的标定卡上。该数据只是用于度量加速度的错位情况。不合适的加速度计表面条件和安装（平整度、光滑度以及直立性）都可能使测量结果产生误差。

4. 电磁干扰

无线电波和磁场对压电型传感器没有影响。但是，如果加速度计含有磁性元件，那么当它在强磁场或者磁通密度大幅变化的磁场中振动时，就会出现寄生输出。因此，必须具备充分的隔离以防止RF地回路和寄生信号的影响。绝缘安装的螺栓可以用作加速度计和地的电气隔离。在高密度的RF或者磁场环境中，需要对加速度计、电缆以及放大器进行特别的屏蔽处理。

根据结构、内部屏蔽和连接线的不同，EMI/RFI环境对其他类型加速度计的影响也有所不同。

有些冲击环境还含有高密度的电磁脉冲。这会在加速度计周围产生快速变化的

磁场，因此这将使加速度计及其连线中产生高电压的脉冲。该感应电压会淹没冲击信号，并足以损坏信号调理电路。尽管无法防止这种威胁，但是placebo型传感器有时能使加速度计数据的失真最小。

Placebo型加速度计除了对减速度的灵敏度为零外，其他特性与测量型加速度计在很多方面都相同。因此，任何来自placebo型传感器的信号都会感应环境中的噪声。如果将placebo型传感器放在测量设备的旁边，使它们处于相同的环境中。那么，将测量设备的输出信号减去placebo型传感器的输出信号就得到正确的加速度信号。这并非是连傻子都懂的技术，因为很多环境因素在不产生噪声的情况下也能改变测量设备的性能（如改变灵敏度、产生零点偏移等）。

17.4 适用标准

IEST

环境标准与技术研究院，Newport大街5005号，506房间，Rolling Meadows，IL 60008-3841，USA，1-847-255-1561；www.iest.org；IEST RP-DTE011.1，2003

ISA

ISA，仪器、系统与自动化协会，Alexander大街67号，Research Triangle Park，NC 27709，USA，1-919-990-9314；www.isa.org；ISA-RP37.2-1982，ISA-RPP37.5-1975，ISA-Dtr37.14.01（试行草案）。

17.5 接口技术

大多数冲击脉冲信号都具有极短的上升时间、高频成分以及较大的幅度，因此必须特别注意加速度计的安装。电气连接和信号调理电路必须能够精确处理这些瞬态信号，并且不引入额外的噪声。

17.5.1 机械接口及安装

对于横截面尺寸较小的样本，连接方法以及加速度计的大小和重量都会改变样本的刚度。理想情况下，加速度计的尺寸应小于其安装处的结构体的尺寸。如果加速度计的尺寸太大，那么结构体的局部刚度将增大，并且其谐振频率和振动幅度也会发生相应的变化。

类似地，使用夹具或者加速度计固定螺栓都能产生加强刚度的效果。对于小尺寸的机构，应选用超小型的加速度计并黏合安装。

安装问题除了会影响加速度计测量机械系统动态性能，如果加速度计与机构没有紧密接触，还可能因此产生误差。随着频率成分的增加，固定加速度计是至关重要的一步。在提供螺栓方式固定的场合最好采用螺栓方式来固定加速度计，这可以将加速度计拧入专用的带纹孔内。

利用某些环氧树脂和快速凝干胶可以将加速度计直接黏合在测试物的表面，但

是需要评估黏合的强度，特别是在冲击强度可以预见的情况。如果表面有张力，那么就应选择有弹性的胶体。为防止测量精度下降，胶体要薄，比如0.1mm甚至更小。Cyanoacrylate牌胶水的黏合层就极薄，并且对微型设计的响应影响极小。

大多数加速度计都采用螺纹柱固定。此时需要特别注意的是以下几项。

(1) 加速度计和测试样本的表面必须平整、光滑并且清洁。对于大多数应用，表面平整度应达到0.000 3inTIR（总指示器读数），粗糙度的有效值不超过32μin。

(2) 当频率成分超过2 000Hz时，建议在接触面涂抹油膜或者声耦合剂，以提高高频耦合能力。

(3) 应遵从制造商建议的安装扭转力。

(4) 在有些应用中必须使用绝缘的安装螺栓以实现电气隔离。使用后，谐振频率会随之降低，并且明显影响频率响应。例如1oz重的加速度计，在使用绝缘螺栓后，谐振频率将由30kHz下降到25kHz~26kHz。但是在5kHz以内的响应差别不超过1%。

(5) 如果无法将加速度安装在坚硬的物块上，就应当使用底面张力灵敏度较低的加速度计。

除了微型加速度计，使用安装块和固定件后一般都会使加速度计的频率响应降低1 000~2 000Hz以上。如图17-5-1所示。当进行高频测试时，建议对带有固定件的减速度计的频率响应进行标定。如果需要双轴或者三轴测量，那么在固定物上安装双轴或者三轴加速度计会比单轴加速度计取得更好的频率响应。图17-5-2展示了采用不同安装技术时，具有30kHz频率响应能力的30g加速度计的典型频率响应偏差。



图17-5-1 各种特殊的安装块和连接器

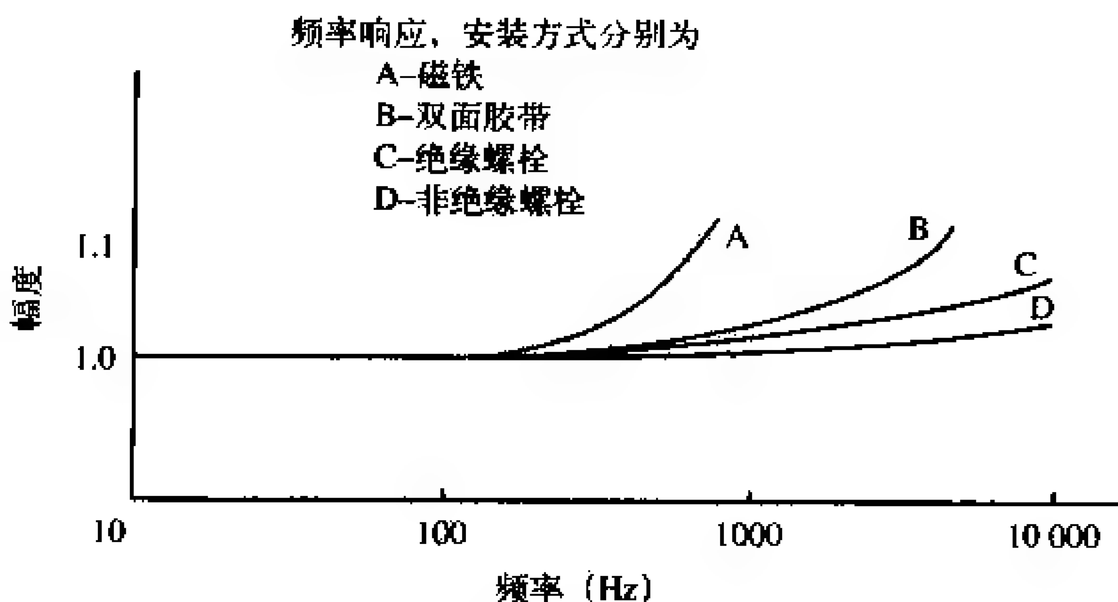


图17-5-2 安装方法对30g加速度计的频率响应的影响

James Mathews撰写的Endevco公司312号技术论文研究了轻量级加速度计在不同

温度下各种安装方法受到的影响。通常，最好的黏合剂是氰基丙烯酸酯，如AA超能胶（Aron Alpha）和强力胶（Super Glue）。它们在室温下凝固得特别快，并且具有较宽的频率响应范围和温度范围。缺点是在拆卸时必须使用溶剂才能去除胶体，存在老化问题，以及在粗糙的表面难以固定。

很多应用中还使用了牙齿黏合剂。它具有较好的传输性和较高的强度。但是，和氰基丙烯酸酯一样，它也很难从测试体或加速度计上清除。

1. 冲击测量中应避免的事项

在冲击测量中，不推荐使用蜡（比如油蜡和蜂蜡）、双面胶、热熔胶和磁性底座来固定加速度计。

油蜡是个方便的选择，但是受到很多限制。它非常便于使用，但是会产生很薄的蜡层（不足0.1in）。它还非常容易清除。由于固定强度有限，油蜡不能用于振动强度峰值超过20g、频率超过2kHz或者温度超过200°F的场合。

双面胶也非常便于使用，并且其温度范围与氰基丙烯酸酯相似。但是，它的固定强度很低，因而限制了振动幅度。有些采用上部连接或者大断面加速度计的导线振动时会产生横向力，这可能损坏固定点。

从胶枪里挤出的热熔胶比蜡和胶带都好，因而更有用，但是这在冲击测量中也有问题。热熔胶固定方式只适合于−18℃~+93℃的温度范围。高于+93℃时，热熔胶的硬度将减弱，并且频率响应也迅速衰减。热熔胶使用方便，并且凝固速度快。但是凝固时间短也是它最大的缺点之一，因为这要求用户在涂胶后尽快固定住加速度计。此外，使用热熔胶时很难做出很薄的固定线，因而传递性也不好。

在冲击测量中不推荐使用磁固定。对于振动测量，如果安装表面是磁性材料，加速度计常常会采用磁性固定连接。这主要用于含有铁和钢结构的工业机器上。它们便于使用且安装迅速，适应温度范围宽，保持强度能力强，并且可制成各种尺寸。缺点是尺寸和重量大（可能振动质量负载影响），从而降低了带宽并且在使用时需要特别小心。如果用户不小心让加速度计/磁铁“拍击”到硬物的表面，那么高频、大幅度的冲击将会对加速度计造成灾难性的毁坏。

提示 如果可能，最好按照实际应用时的条件固定加速度计，并在期望的可用幅度和温度范围内标定加速度的频率响应。理想情况下，可以通过冲击输入来标定冲击测量传感器。

17.5.2 电气接口和信号调理

信号调理电路必须和所用的加速度计相匹配。几乎使用任何一种传感器都可以完成冲击测量，因此用户必须确保信号调理器和所用的传感器相匹配。电荷型（“高阻抗”型）加速度计需要使用电荷放大器，而IEPE型（“低阻抗”型）加速度计则需要带有恒流激励和退耦电容的信号调理电路。应变计（压阻型或者金属应变计）和各种容性加速度计都需要带有激励电压源的桥式放大器（通常是一个“仪表表放大

器”)。速度传感器需要仪表表放大器，但是不需要激励电压源。

不论是哪种类型的传感器，信号调理电路都应具有足够的低频和高频响应能力，并且必须带有用于瞬态过程的滤波器。

17.6 设计方法、技巧及实例

17.6.1 高机械谐振频率

冲击传感器的机械响应频率至少应是被测瞬态过程最高频率的3倍（5倍更好）。对于大多数冲击传感器来说，在谐振频率1/5处的频率响应将增加大约4%，而在谐振频率1/3处的响应则会增加大约12%。

17.6.2 耐振

高频或短时冲击脉冲将使传感器发生谐振，因此传感器应能承受偶然的谐振激励并且不会因此而损坏。即使是在谐振频率点附近的相对低幅度的激励，大多数冲击传感器也会因为Q值较大而出现过度的响应。压阻型（硅应变计）加速度计经常会因为这类激励而损坏。尽管压电型加速度计可以承受谐振激励，但是它们会因此而导致灵敏度下降。对压电加速度计反复进行谐振激励，将导致晶体或者其他内部元件出现低周期的疲劳故障。

17.6.3 带阻尼的谐振响应

某些压阻型和可变电容型加速度计的设计同时具有机械阻尼和平滑频率响应的功能，并且减小了谐振响应的Q值。理想的阻尼系数是0.707，它能提供最小的相位失真和理想的频率响应。

17.6.4 机械滤波

Endevco公司的两款冲击加速度计（7255A和7270AM6）的设计合并了安装表面和传感机构的机械滤波功能。它们具有机械低通滤波能力以保护传感机构，并且能平滑频率响应。它和一个完全匹配的电子滤波器共同实现对10kHz以内响应信号的平滑功能，并且在高频段有快速的滚降特性。有些应用中还会使用外部的机械滤波适配器。图17-6-1展示了一个机械滤波器的机械原理图。

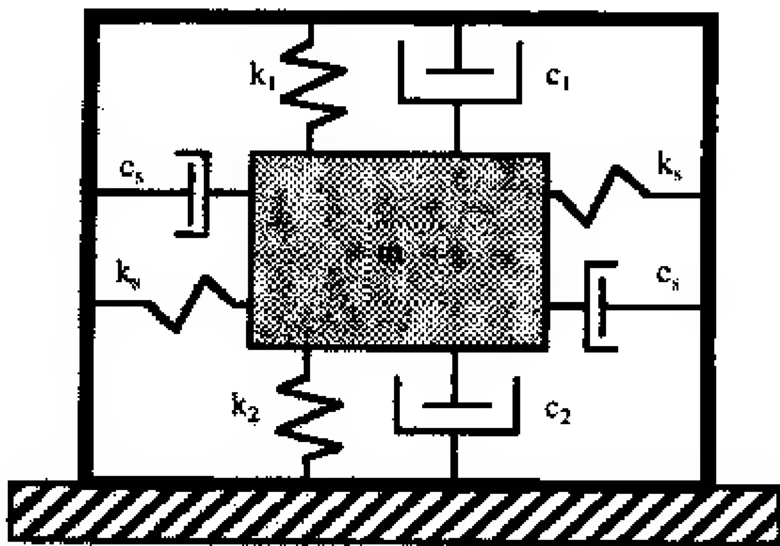


图17-6-1 内部机械滤波器模型

17.6.5 电子滤波

冲击测量系统经常采用电子低通滤波器。它可以合并在传感器中，包含在信号调理电路内，在A/D转换器之前实现抗混叠功能，或者与数字信号处理器一起作为数据发布系统的一部分。在大多数情况下，低通滤波器在仪表测量链路中越靠前，所得结果越好，并且失真、削波或者过载的可能性也越小。图17-6-2是同时具有机械滤波和电子滤波功能的加速度计的原理图。

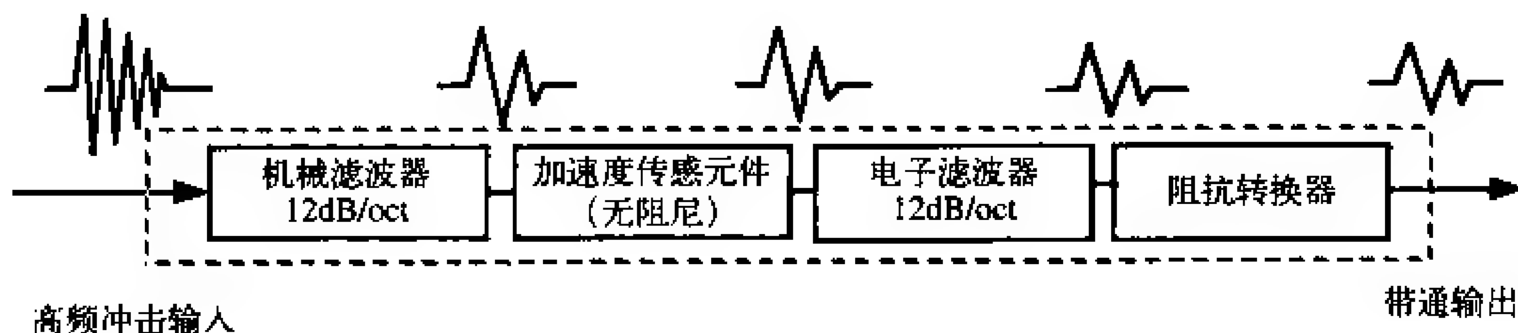


图17-6-2 集成电子滤波器原理图

17.7 最新进展和未来展望

MEMS

微机电系统（MEMS）通过利用化学方法将硅或者其他类似的材料精确蚀刻成特殊的形状而制成。如果先用平面印刷照片屏蔽由硅晶体切割成的硅基片，再使用合适的蚀刻剂，就可以制成精确的几何形状。通过控制基片切割的方向、蚀刻剂以及曝光时间，就可以在硅片上蚀刻出深矩形或者其他精密的形状。此外还涉及掺杂和薄膜工艺，利用这些技术就可以制造微型精确控制的机械结构，进而可以组成电子元件。

MEMS用可于制造小型化、轻量化并且鲁棒的硅传感元件，这些硅传感元件又被冲击传感器所采用。

参考文献

1. Ed. Jon S. Wilson, *Shock and Vibration Measurement Technology*, Publ. Endevco (Part No. 29005), San Juan Capistrano, CA, 2002.
2. *IEST RP DTE-011.1, Sensor Selection for Shock and Vibration Measurement*, Publ. Institute of Environmental Sciences and Technology, Chicago, 2003.
3. *IEST RP DTE-012.1, Handbook of Dynamic Data Acquisition and Analysis*, Publ. Institute of Environmental Sciences and Technology, Chicago, 1993.
4. Anthony Chu, *Endevco Technical Paper 290, Zeroshift of Piezoelectric Accelerometers in*

Pyroshock Measurements, Endevco, San Juan Capistrano, CA, 1987.

5. Anthony Chu, *Endevco Technical paper 308, Built-in Mechanical Filter in a Shock Accelerometer*, Endevco, San Juan Capistrano, CA.
6. James Mathews, *Endevco Technical Paper 312, Guide to Adhesively Mounting Accelerometers*, Endevco, San Juan Capistrano, CA, 1998.

第18章 测试与测量传声器

John Carey博士 Larson Davis公司

传声器[①]提供的模拟输出信号与作用在其弹性振动膜（diaphragm）上的声强按比例变化。传声器输出的这个电子信号可以用来进行传输、记录或者测量声波信号的特性。传声器最常见的应用与语音广播、录音以及音像复制相关，这些应用的重要频率在人类的听觉范围内，即20Hz~20kHz。传声器通常具有高度方向性，当使用传声器的主要目的在于复制特定歌唱家或者乐器发出的声音信号时，尤其是在背景噪声环境中，就恰好是我们非常期望的特性。同时，传声器精确表现被测量声音幅度的能力不如其电子复制被测量声音的能力重要。传声器按照音色、低沉度以及暖度等参数对被测量声音进行电子复制，这些参数对语音工程师来说是非常重要的。

测量用途的传声器与语音应用的传声器不同，它们的首要作用是无失真地电子复制声波信号，并且要求传声器的电压输出与其振动膜的感应压强之间要具有良好的线性关系。当测量来自不同角度的声波信号时，要求传声器在相当宽的频率与幅度范围内必须保持这种精度（即保持无失真特性与线性关系），并且期望传声器在一定的温度与气压变化范围内也能够保持这种精确程度。

18.1 测量传声器的特性

传声器的输出电压与其振动膜感应的声强之间的数值关系定义为传声器的灵敏度（sensitivity），用单位mV/Pa表示。Pa（帕）是Pascal（帕斯卡）的简称，是N/m^2表示的压强的公有制单位。传声器的灵敏度相对测量系统内部电子噪声的大小非常重要，这是因为它不可能测量与仪表自身的电压噪声基底非常接近的声波信号的电压。因此，对于给定的传声器与测量系统，灵敏度的大小就定义了系统的可精确测量的最小声强。

灵敏度的任何变化都将导致传声器的输出信号相对声波信号形成测量失真。因此，测量传声器的下列参数非常重要。

- 灵敏度要在测量的频率范围内保持相对恒定。这就要求高质量测量传声器应具有“平坦”的频率响应。
- 灵敏度要在相当宽的声强等级上保持相对恒定。因为恒定灵敏度将使传声器的输出电压与其感应声强形成直线图，这也就是传声器的线性特性。

---

① 英文microphone在消费类电子领域常翻译为麦克风，这里翻译为更为正式的传声器。——译者注

• 灵敏度应在相当宽的温度与气压范围内保持相对恒定。

18.2 常用传声器类型

动态传声器（dynamic microphone）。连接在振动膜上的电子线圈在电场内移动，产生随移动元件速度呈比例变化的电压。虽然动态传声器具有许多适合语音应用的特性，但是它对振动高度敏感，动态范围受限，并且其频率响应不够平坦，不适合用作测量传声器。

压电传声器（piezoelectric microphone）。作用在振动膜上的声强压力传输到压电元件，产生随受施压力呈比例变化的电荷。这类传声器常用在爆炸冲击波测量的极高压强场合。并且由于压电传声器常采用加固设计，因此当要测量调制在大静态压强上的小动态压强起伏时，通常可以派上用场。通常来说，压电传声器的较高噪声基底缺点限制了它在精密声音测量系统中的应用。

电容器传声器（condenser microphone）。振动膜相对固定背板移动产生随振动膜偏转呈比例变化的电容量改变。传声器预放大器提供的电路将这种电容量变化转换为电压变化。电容器传声器的高灵敏度、宽动态范围、平坦频率响应、低内部噪声、低失真以及高稳定性特征使它成为测量传声器的首选设计。对传声器制造商来说，生产比高质量测量传声器成本更低的较低精度电容器传声器也可以用在广播、便携式电话等常用语音系统中。

18.3 传统电容器传声器设计

图18-3-1绘制的是典型电容器传声器的剖面图，显示了机械元件的详细组成。

振动膜是个很薄的金属片，延展固定在传声器的主体上，随着大气压强的变化产生偏转移动。不锈钢背板构成了电容器的另一个面板。随着振动膜发生随声强变化的位移，电容器的电容量也随之变化。制造测量质量传声器对电容量的变化精度要求非常高，振动膜的厚度在1μin~2μin范围内，振动膜与背板之间的间隙为0.001in量级。

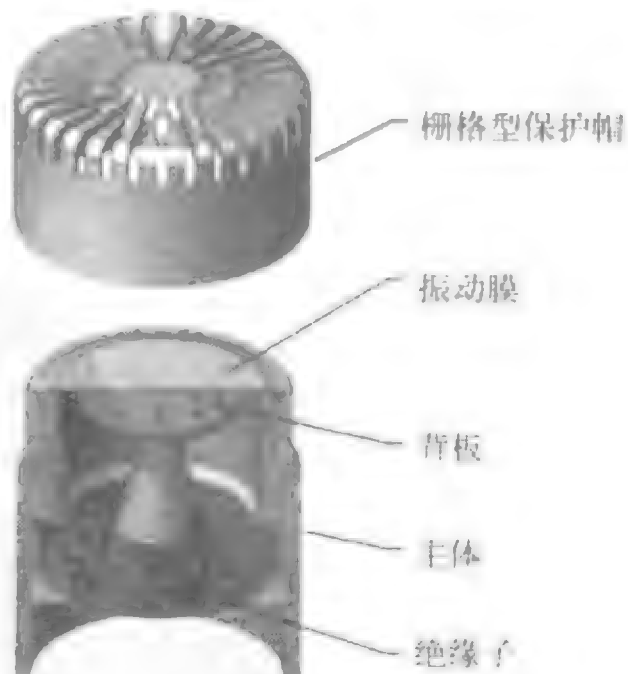


图18-3-1 测量传声器的剖面图

在传统电容器传声器中，一个高稳定的极性直流电压，也称作偏置电压，施加在振动膜与背板上，以产生与直流电压极性相反的电荷。声场作用引起的振动膜与背板之间的空隙变化导致两者之间的电压差也发生比例变化。实践中，传声器连接到相同直径的圆柱形预放大器上，圆柱形预放大器电路具有超高的输入阻抗。极性直流电压一般为100~200V，但

是有时也使用更低的25~35V电压，以降低传声器的灵敏度，或者使工作在高湿度环境中的传声器的空气间隙电子击穿风险最小。

电容器传声器的动态特性可以使用“弹簧惯性阻尼系统（spring-mass-damper）”模型来表示。这里振动膜是惯性体，振动膜的张力是弹簧，靠振动膜与背板间隙的空气摩擦进行阻尼减震。因此，电容器传声器的频率响应可以在相对较高的频率上保持平坦，在高频点上可以观察到弹簧惯性阻尼系统的谐振效应。电容器传声器的下限频率受交换气孔的大小控制，交换气孔使传声器内部与大气压变化保持平衡。电容器传声器应用主要是在−3dB低频点以上的频率场合，下限频率通常为几赫兹。

18.4 预极化或驻极体传声器设计

电容器传声器的另一种设计是预极化传声器。预极化传声器振动膜与背板之间的电场是由附着在背板上的表面电荷产生的，也称作驻极体（electret）传声器。在传声器背板上裹敷一层聚合物，并对其充电可以达到这一点。从工作上讲，预极化传声器与传统方法设计的类似的电容器传声器具有相同的性能指标。预极化传声器的主要优点在于它不需要极性直流电压，大大简化了预放大器的设计与制造成本。这为选用高性价比同轴电缆与供电电源留有很大余地。

预极化传声器没有自由电荷，也可以用在湿度非常高的环境中。在高湿度环境中，振动膜与背板之间可能会发生放电现象，这不仅会产生噪声，而且还可能损坏传声器。这是传统高极性电压电容器传声器的缺点之一。

18.5 频率响应

测量传声器的频率响应要使用静电驱动器（actuator）。静电驱动器可以替换栅格型保护帽附接在传声器上。这就在非常接近振动膜的地方放置了一个金属电极，从一个外部信号发生器向该金属电极施加一个非常高的直流电压（约为800V）和一个较低的交流电压信号。因为静电的吸引作用，变化的电压将向振动膜施加一个振动压力，使振动膜以与外表面压强变化相同的方式进行移动。在一定频率范围内调节信号发生器的频率，就可以确定传声器的频率响应曲线，并且描绘出来。图18-5-1所示的较低位置的曲线显示的是0.5in传声器的静电驱动器频率响应。该技术在下限频率处是不起作用的，因此该方法主要用来确定传声器从平坦区域到谐振频率以上的频率响应变化。

18.5.1 声波入射角度的影响

静电驱动器可以模拟均匀分布在振动膜表面的纯净压力变化的行为，称之为传声器的压强响应（pressure response）。实践中，振动膜必须为均匀压强激励的条件，可以使传声器感应来自气孔的压力来得到满足，这时要求气孔的直径必须远远小于激励频率的波长。在这种情况下，振动膜表面没有声波运动，透过气孔的压力作为

时间的函数均匀变化。不过，在大多数声波测量情况中，驱动振动膜的压力是来自多个方向的一个或者多个声波信号碰撞其表面形成的综合结果。

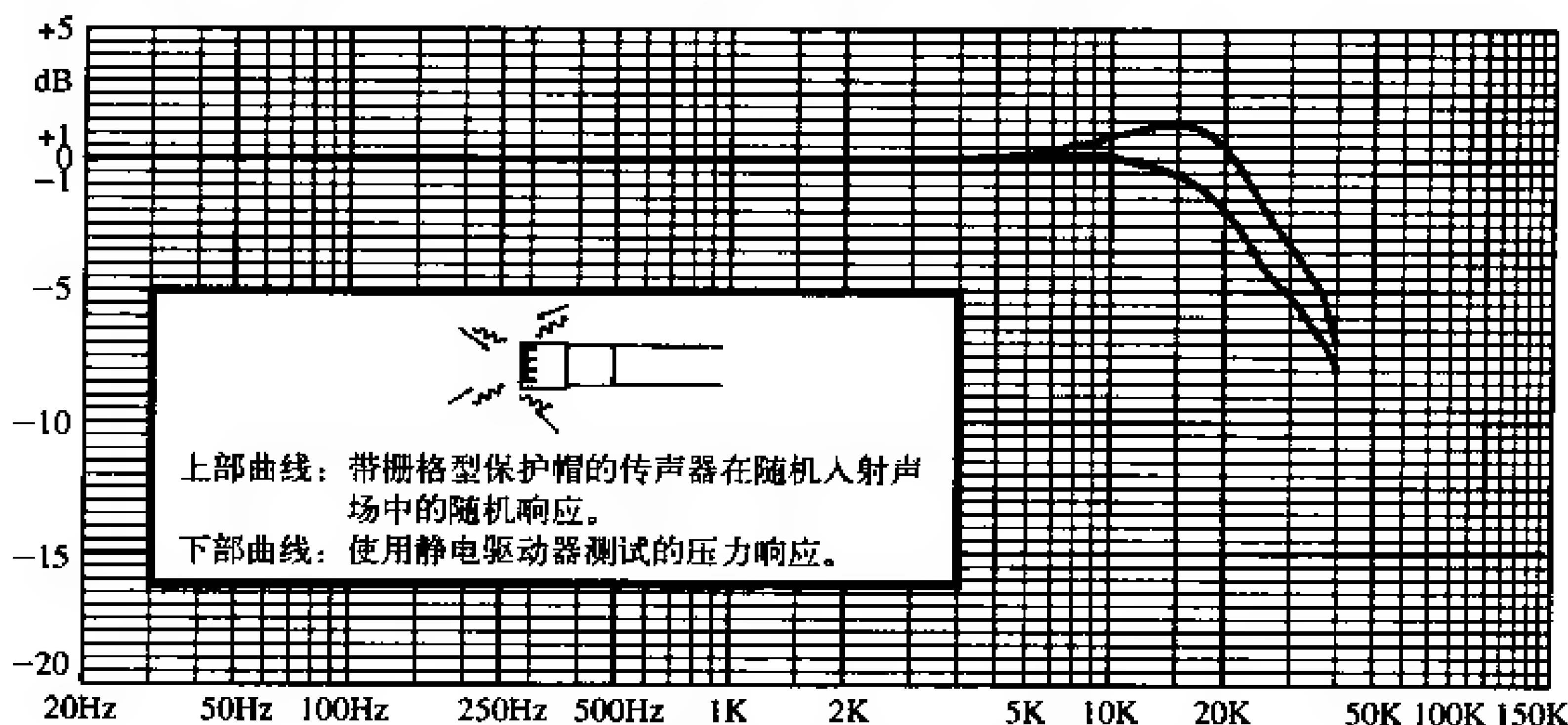


图18-5-1 0.5in传声器的静电驱动器频率响应（下部曲线）

声波能够产生压强变化，并且导致流体内出现局部粒子运动。在特定环境中，粒子速度会与声波传播方向相同，并且与压强变化同相。声波在直径远小于波长的导管内传播就属于这种环境。在自由空间和真空（没有反射现象）中，单声音源产生声波信号，并且在远场进行测量，也属于这种环境。我们称这种环境中的声波为平面波（plane wave），可以用来演示入射角度（angle of incidence）对传声器响应的影响。

18.5.2 压强传声器

考虑自由声场情况，单源声波信号从平行于振动膜表面的方向向传声器传播。入射角定义为传播方向与振动膜表面法线的夹角，那么这种情况就是从90°方向入射。因为声波无反射地平滑通过振动膜，这时振动膜仅受行波产生的压强驱动。因此，这里描述的传声器设计称为压强传声器（pressure microphone）。在低频段，声波的波长远大于传声器的直径，经过振动膜表面的压强本质上是均匀的。然而，在高频段，随着声波的波长逐渐减小，经过振动膜表面的压强不再是均匀的，最终在非常高的频段，导致振动膜表面出现正、负压强区域，如图18-5-2所示。

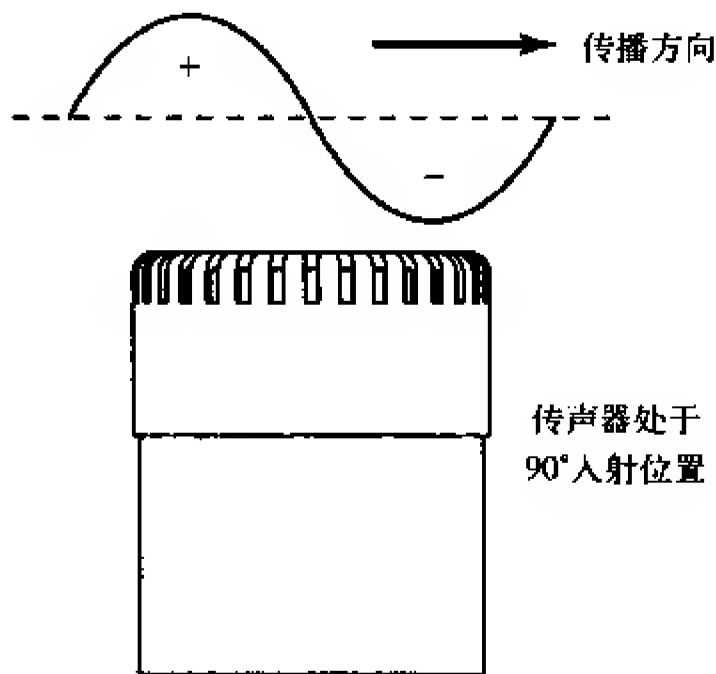


图18-5-2 声波以90°入射角穿过传声器振动膜

这种作用的总体效果是在振动膜表面形成逐渐减小的压强。其结果是，传声器的频率响应在高频处下降，如图18-5-3右部的90°入射曲线所示，限制了曲线平坦响应区域的频率上限，也就限制了传声器可用测量范围的上限。因为这种影响的基础是传声器的直径是声波波长的函数，因此这种类型传声器的可用频率范围上限随着传声器直径的减小而上升。

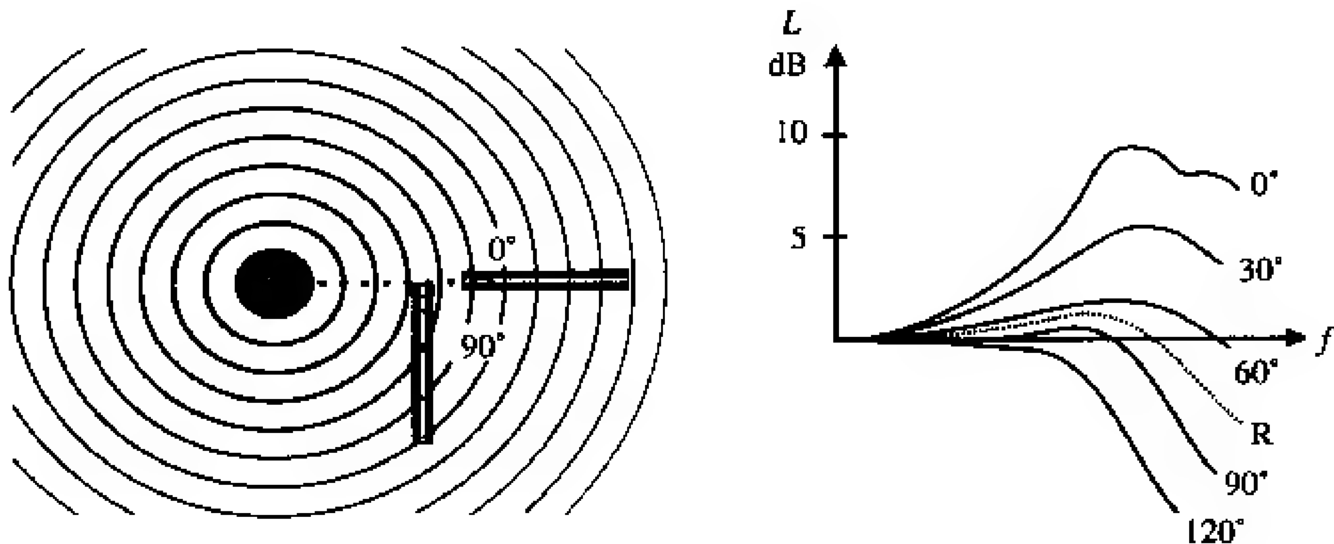


图18-5-3 自由场校准

如果我们旋转传声器，使声波直接撞击在振动膜的表面，也就是如图18-5-3左部所示的0°入射，那么将不会发生正、负压强相互作用，这是因为所有频率成分的声波通过振动膜表面的压强是均匀的。不过，因为振动膜是固体，振动膜表面的粒子速度必然为零，这是反射波与入射波相互作用的结果，反射波沿着音源的方向往回传播（这种现象只发生在较高的频率段）。其结果是振动膜受到的压强增大。图18-5-3中标记为0°的曲线演示了这种反射作用是如何影响传声器频率响应的平坦区域的上端的（传声器的频率响应是频率的函数）。其他入射角的这种反射作用相对减小，如图18-5-3所示。

对于大多数传声器设计来说，0°*自由场校准*可以把传声器建模为圆柱形，使其轴向与入射声波的传播方向平行，通过数学计算进行。为了确定特定传声器从任何方向接近的声波的频率响应，可以将入射角的自由场校正曲线叠加到由静电驱动器得到的频率响应曲线。我们定义传声器的90°入射频率响应为*压强响应*，0°入射为自由场响应（free field response）。

18.5.3 自由场传声器

请注意，0°入射时振动膜的反射作用使频率响应曲线下降处的频率增大，尽管该频率段的响应远离平坦响应区域，以至于无法用作测量目的。但是通过修改传声器设计，增大其声音阻尼，可以降低反射频率区域的峰值响应幅度，因此可以提高响应曲线平坦区域的上限频率。这就形成了一种新型传声器，即自由场传声器（free field microphone），当声波以0°入射角接近时，其测量效果极好。该型传声器在声场测量中的出现弥补了其他测量传声器的不足。

在图18-5-4中，我们可以看到自由场传声器的典型压强响应（静电驱动器曲线）

和自由场响应。

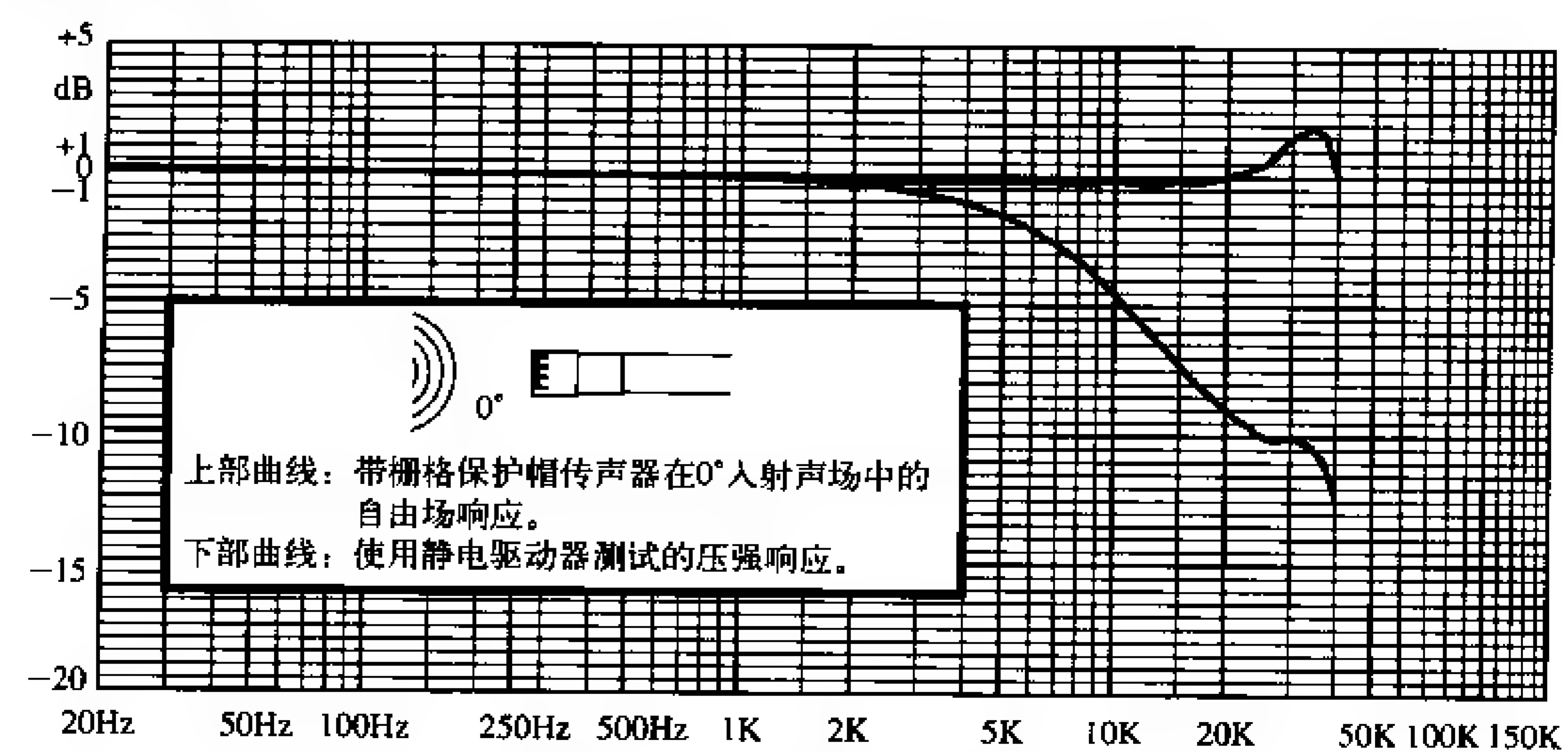


图18-5-4 自由场传声器的频率响应

如图18-5-5所示是以极坐标形式绘制的自由场传声器的方向特性曲线，还包括基于该传声器的声级计量仪的相同数据曲线。从大于90°接近的声波曲线可以明显地看到仪表体的影响。

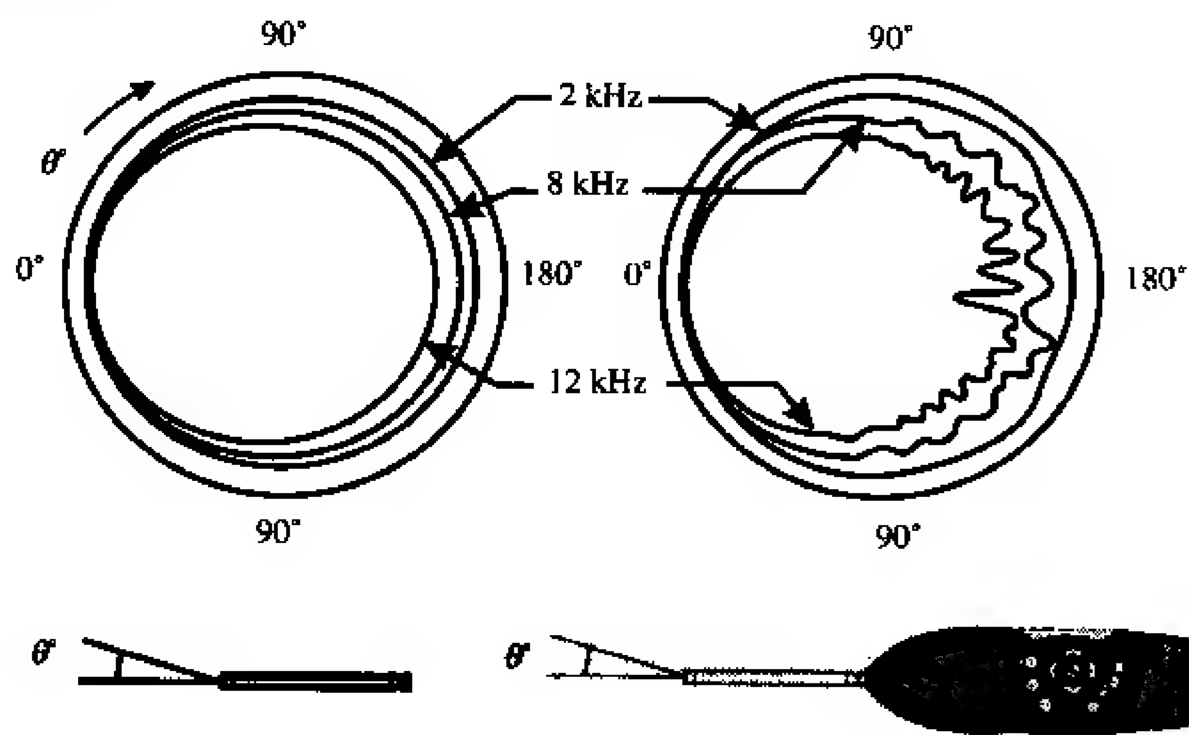


图18-5-5 0.5in自由场传声器的方向特性可分为独立和安装在声级仪上两种情况

从该数据中我们可以看出，当使用自由场传声器测量自由场中的单声音源产生的声波信号时，要将传声器对准声音源，0°角入射，才可以得到最好的测量结果。然而，当使用压强传声器测量时，要将传声器与声音传播方向垂直放置，90°角入射，才可以得到最好的测量结果。

在自由场中测量单个声音源主要发生在下列场合。

- 在室外开阔空间中，远离噪声源。
- 在专门设计的测试房间——消声室中，表面安装长的声音吸收楔以捕获、吸收入射声波。

18.5.4 随机入射传声器

在大多数声音测量场合中，传声器总是暴露在四面八方都是声波的环境中。这可能是由多个声音源、移动声音源或者附近坚硬表面反射波的综合作用造成的，室内测量中非常常见。在这些场合中使用传声器时，碰撞声波可能来自多个方向，并且随时间变化，我们按照与自由场校正相似的方式定义随机入射校正（random incidence correction）。为了确定传声器的随机入射校正，我们在消音环境中，使用单个声音源在360°范围入射，每次步进5°左右，测量其频率响应。假设在该范围内声波以相同的概率到达传声器，通过数学计算可以得到其频率响应（假如可以实地模拟这样的测试，那么早就得到其频率响应了）。国际标准IEC1183（1994）Electroacoustics-Random-incidence and diffuse-field calibration of sound level meters中描述了确定传声器随机入射响应的程序。随机入射响应是介于压强响应曲线与自由场响应曲线之间的频率响应，如图18-5-3中标示为*R*的曲线所示。对于压强传声器来说，其随机入射响应与压强响应非常接近，因此常用在随机入射测量场合中。图18-5-1的上部曲线代表的是0.5in压强传声器的随机入射频率响应。

压强传声器设计经过修改，可以提供针对随机入射测量进行优化的频率响应。然而，自由场传声器的随机入射响应通常是不可接受的。

这样，可以针对下列声场情况设计特定的测量传声器。

- 压强。
- 自由场。
- 随机入射。

多数情况下，直径不大于0.5in的压强传声器可以同时用作压强和随机入射传声器，这是因为它们的频率响应特性在这两种类型的声场中都是比较令人满意的。

18.6 测量范围限制

18.6.1 下限声级限制

除了上面描述的可用频率范围限制以外，还有以dB表示的声音压强等级限制，只有在限制范围内的声波才可以精确测量。传声器的下限测量限制在于其拾音心座（cartridge）的热噪声。热噪声在dB等级，将测量仪表连接到传声器的输出，在没有声波压强施加到传声器上时，就可以读出它的大小。热噪声有两个来源，即空气阻尼与预放大器电路。空气阻尼形成白噪声，这是传声器的固有特性。预放大器的低频噪声很低，与频率和白噪声呈反比关系。通常来说，较大的传声器具有较低的热噪声，因此大型传声器常用来测量低噪声等级。

18.6.2 上限声级限制

电容器传声器动态特性的数学建模表明，输出信号的动态响应相对电容量变化存在微小的非线性。

这将使输出信号产生失真，并且幅度越高失真越大。传声器的上限测量限制在于其用dB表示的声级幅度，在特定传声器设计中，该幅度值通过分析计算得到。并且在该幅度处，输出信号的总体谐波失真超过3%。传声器的实际限制不仅与其物理限制有关，并且受传声器灵敏度（mV/Pa）以及对应预放大器的输出电压影响。更低灵敏度的传声器通常可以测量更高的分贝等级。

18.6.3 振动膜张力的影响

传声器的动态特性受制造时施加到其振动模的表面张力的严重影响。松散的振动膜受给定压力激励时偏转更大，产生更高的灵敏度。不过，它同时也减小了上限频率限制和上限幅度限制。多数电容器传声器制造商会生产两个版本的0.5in（直径）传声器，将使用较松散振动膜的传声器称为*高灵敏度传声器*。

18.7 环境条件的影响

电容器传声器的灵敏度受温度、湿度以及大气压一定程度变化的影响。传声器标准要求制造商明确规定这些变化。更为重要的是，在下面将会更详细地解释，声级计量仪标准规定了特定温度、湿度以及大气压范围内的传声器性能的最大允许变化。因为传声器受这些变化的影响严重，实际上这也就规定了要用温度、湿度以及大气压等参数来定义传声器在声级计量仪中的性能指标。

典型性能指标

市场上最常见的传声器的直径是1in、0.5in和0.25in。通常可以在压强、自由场以及随机入射传声器设计中找到。正如上面所说，0.5in传声器常包括标准与高灵敏度两个版本。传声器的典型性能指标如下。

压强和随机入射传声器				
直径（in）	1/4	1/2	1/2，高灵敏度	1"
类型	*P*和*RI*	*P*和*RI*	*P*和*RI*	*P*
灵敏度（mV/Pa）	1.3	12	50	50
低频点（Hz）*	4	4	3	3
高频点（kHz）*	70	25	10	8
热噪声（dB）	31	18	15	10
3%失真限制（dB）	170	160	145	145

* 以频率响应在±2%之内变化为基础。

注：P表示Pressure，RI表示Random Incidence。

自由场传声器				
直径（in）	1/4	1/2	1/2，高灵敏度	1"
灵敏度（mV/Pa）	4	12	50	50
低频点（Hz）*	4	4	3	3
高频点（kHz）*	80	40	20	18
热噪声（dB）	30	20	15	10
3%失真限制（dB）	160	160	145	145

* 以频率响应在±2%之内变化为基础。

18.8 传声器标准

用作测试与测量目的的传声器必须符合国际标准IEC 1094－4 measurement microphones-specifications for working standard microphones（IEC是国际电工协会International Electrotechnical Commission的缩写）。该标准规定了传声器制造商必须测量和提供的传声器参数。除上面提到的参数以外，该标准要求传声器制造商还必须报告下列指标。

- 有效前端音量。
- 线性范围。
- 静态压强系数。
- 温度系数。
- 相对湿度系数。
- 压强均衡时间常数。
- 长期稳定系数。
- 短期稳定系数。

声级计量仪标准

测量传声器的主要用途之一是作为精密声级计量仪的感应元件。两个标准化组织制定的标准规定了如何设计与使用声级计量仪，它们是如下几项。

- 国际电工协会（IEC）。
- 美国国家标准局（ANSI）。

这些标准如下。

- IEC 61672－1（2002-05）Sound Level Meters-Part 1: Specifications
- IEC 61672－2（2002-05）Sound Level Meters-Part 2: Pattern Evaluation Tests
- ANSI S1.4－1983（R2001）with Amd. S1.4A 1995 Specifications for Sound Level Meters
- ANSI S1.43－1997（R2002）Specifications for Integrating-Averaging Sound Level Meters

尽管这些标准中的许多条目与声级计量仪的特性相关，比如信号检测、信号平均，但是确实也包括其他与传声器直接相关的指标，比如声波的频率响应、方向性，这是因为传声器是计量仪的关键元件，而计量仪对这些指标有极其重要的影响。在北美地区主要遵从ANSI标准，欧洲以及世界上的其他许多地区则遵从IEC标准。两种标准在多数方面的指标非常相似，尤其是与信号处理相关的内容。不过，这两种标准关于声波频率响应的指标存在巨大差异，这些指标主要由传声器独立确定。

标准IEC 61672–1规定的指标要求声级计量仪对0°入射碰撞传声器振动膜的声波在特定频率范围内具有平坦的频率响应，但是对以其他入射角接近传声器的声波的频率响应变化则没有严格的要求。与此相反，标准ANSI S1.4–1983（R2001）和ANSI S1.43–1997（R2002）则要求所有入射角频率响应的平均要平坦，对0°入射频率响应的要求不如IEC 61672–1严格。

这些差异造成的结果是，对于特定的声级计量仪来说，要满足IEC标准必须使用自由场传声器，要满足ANSI标准的指标则必须使用随机入射传声器。这些差异还意味着，满足IEC标准的声级计量仪在对准声源的入射方向测量单源信号时会非常精确，在多源或者存在墙面反射波的空间中测量时精确度相对较差。

显而易见，满足ANSI标准的声级计量仪在测量多源或者扩散场情况时比满足IEC标准的声级计量仪更为精确。

当只有单个声音源时，ANSI计量仪不如IEC计量仪测量的精确，但是问题在于如何放置随机入射传声器才能测量的尽可能精确。把频率响应作为入射角的函数，测量表明ANSI计量仪应放置在与入射声波为70°~80°的地方，这样才可以提供最好的测量结果。

实践中，一旦确定了是否要求最佳测量也就选定了传声器类型，或者要求使用满足特定标准指标的声级计量仪进行测量。在某些应用中，还可能要求测量器件满足IEC或者ANSI标准。另外，还可以按照功能指标选择传声器类型，并且适当放置传声器。

这些标准还将声级计量仪划分为数类，按照精度划分的两类是Class 1（或Type 1，精密型）与Class 2（或Type 2，通用型）（这里ANSI标准使用Type，但是IEC标准则在最近的更新便准中使用Class代替Type）。这也导致用户常把传声器称为Type 1型或者Type 2型，但是实质上Type 1和Type 2是指声级计量仪，而不是传声器。这本质上也可以看作是定义传声器精度的一种方法，以区分它能否在声级计量仪中使用，不过这种分类方法尚存争议。

18.9 专用传声器类型

18.9.1 声强传声器

单个传声器只能够测量其表面的声波压强。一种称为声强测量的技术可以测量规定方向的能量流。使用一对放置很近的测量质量传声器，将它们的测量结果输出

到一个能够测量两个信号交叉谱特性的双通道分析仪，可以实现这种测量技术。如图18-9-1所示是用作这方面测量的典型声强探针。

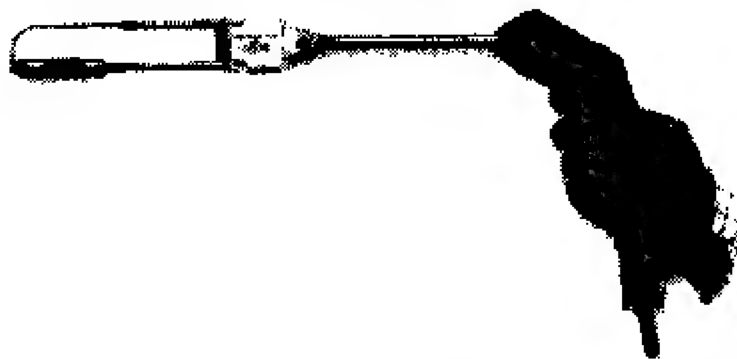


图18-9-1 声强探针

该技术的详细论述超出了本章的论述范围，但是可以对传声器在这种测试中的应用进行适当评论。两信号之间的相位测量是确定声强的最为重要测量参数之一。为了得到良好的测量结果，两个传声器之间的相位差异要非常低。正是出于这种考虑，声强传声器通常是按照匹配相位对进行销售的。另一个特性是，它们的栅格型保护帽与中心的螺纹柱合并在一起，使得它们可以与隔板的两端连接在一起，隔板使它们保持一定的安全距离。

18.9.2 阵列传声器

使用声波全息测量技术的兴趣越来越大，利用该技术将多个传声器（不少于16个）排成一个固定的阵列，可以同时记录多个信号。使用这么多传声器时，成本就成为一个大问题，不过为了提供足够的准确度，必须保持频率响应与相位匹配的精度。

为了使传声器对测量的声场影响最小，采用小尺寸传声器也非常重要。常将传声器的外壳与预放大器集成在一个小单元内，该单元很容易固定到支撑架上，确定传声器在测量空间中的物理位置。如图18-9-2所示。传声器采用预极化设计，消除对偏置电压的需求，内部预放大器电路采用ICP供电方式（ICP供电技术常与集成电路一起用在加速度计中，集成电路使用2mA~4mA的外部电流源供电）。



图18-9-2 阵列传声器

现代的阵列传声器提供TEDS（传感器电子数据手册）技术，TEDS中的技术指标包括灵敏度、制造商、型号和序列号以及校准信息用数字格式存储在内部。这使测量仪器有能力读取TEDS数据，并且自动地使用这些信息构建测量电路，不再需要人工输入每个传声器的灵敏度数据。

18.9.3 探针传声器

探针传声器（图18-9-3）本质上是小直径的电容器传声器，带有坚固的帽子，而不是振动膜，振动膜与端帽的螺旋引线暴露在空气中，使得可以连接小直径的中空探针导管。

导管的直径大约1.25mm，具有多种长度尺寸，通常在25mm~200mm内。测量用的长而狭窄的导管在很小的封闭空间中，在难以接触到的区域中，在声波近场

中。小尺寸、高声波阻抗的探针对声场的影响最小。

因为导管通常是用不锈钢材制作的，可以用在高达800℃的环境中进行测量（只要传声器与预放大器的环境温度保持在规定的安全上限以下）。

尽管导管使频率响应在300Hz上沿开始下降，平滑滚降一直延伸到20kHz。依据安装在探针传声器主体内的传声器元件的测量数据，可以在探针顶端使用制造商提供的校正曲线或者由校准程序测定的校正曲线，计算声波压强等级。



图18-9-3 探针传声器（G.R.A.S Sound and Vibration公司出品）

18.10 校准

18.10.1 声级校准器

使用传声器时的一个非常有用器件是采用电池供电的声级校准器，如图18-10-1所示。

声级校准器内部有个扬声器，使用固定频率驱动，通常是250Hz或者1kHz，驱动它的反馈控制电压使插入校准器开口的传声器受到的声波压强恒定，通常为94dB或者114dB。



图18-10-1 声级校准器

18.10.2 活塞话机校准器

活塞电话机是一种机械器件，靠其内部的活塞振动在腔隙内形成声波压力场，振动频率通常是250Hz，声波压强等级固定，通常是124dB。当传声器部分插入腔隙时，它的振动膜受该固定的声波压强驱动。活塞电话机产生的声波输出大小是大气压强的函数，因此其测量值以海平面为参考。使用活塞电话机时，首先要测量测量环境的大气压强，校正活塞电话机输出的测定等级，以补偿大气压相对海平面变化造成的影响。

18.10.3 插入电压校准

大多数传声器制造商使用一种称为插入电压校准（insert voltage calibration）的校准程序来确定他们生产的传声器的开路灵敏度。在该校准程序中，将电子信号发生器连接在振动膜与地之间，数字电压计连接在背板和地之间，声级校准器则放置在传声器的上面。校准程序需要测量两步。首先，将声级校准器打开，向传声器施

加已知幅度与频率的声波信号，测量输出电压。其次，校准器依旧安置在传声器的上面，但是将其关掉，通过电子信号发生器向传声器施加电子信号，调节输出电压直至电压计的读数与前次声级校准器的读数相同。经过这两步测量就可以达到校准传声器开路灵敏度的目的。

18.10.4 场校准

传声器的开路灵敏度也就是传声器与无限输入阻抗预放大器一起使用时的灵敏度。不过，在实践中，传声器预放大器的输入阻抗不是无限的，并且在不同类别和型号之间变化。其结果是，传声器与预放大器组合的灵敏度可能与其开路灵敏度存在0.25dB的差异。为了保证特定传声器与预放大器的精确测量，在每次开始测量之前，使用声级校准器或者活塞话机对测量系统进行调节，或者使用声级计量仪读取校准器的dB输出等级已经成为一种标准实践行为。在现代声级计量仪和测量系统中，可以跟踪确定灵敏度随时间的变化值，以确定传声器的灵敏度变化，这些变化通常会预示一些问题。

18.10.5 互易校准

电容器传声器显示出互易的动态特性，这意味着在振动膜与背板之间施加一个时变电信号将使振动膜振动，产生具有相似波形的声波输出，就像时变声波压力作用在振动膜上产生相同波形的电信号一样。

基于此，可以考虑使用三个传声器，其中两个互易，来确定这三个传声器绝对的自由场与随机入射灵敏度，成对进行测试，一个作为声源，另一个作为接收器。测量细节超出了本章的论述范围。为了得到更多的信息，读者可以参考国际标准IEC 61094－2和3。实现传声器互易传声器校准的完整商业系统已有销售。

18.11 测试与测量传声器的主要制造商

ACO Pacific
2604 Read Avenue
Belmont, CA 94002
U.S.A.
www.acopacific.com

Brüel & Kjær Sound & Vibration
Skodsborgvej 307
2850 Nærum
Denmark
www.bksv.com

G.R.A.S. Sound & Vibration

Staktoften 22D
2950 Vedbæk
Denmark
www.gras.dk

Microtech Gefell GmbH
Muehlberg 18, D-07926
Gefall, Germany
www.microtechgefell.como

Norsonic AS
PO Box 24
N-3421 Lierskogen
Norway
www.norsonic.com

Ono Sokki
1-16-1 Hakusan, Midori-ku
Yokohama 226-8507
Japan
www.onosokki.co.jp

PCB Piezotronics, Inc.
3425 Walden Ave.
Depew, NY 14043
www.pcb.com

参考文献与资源

1. C. M. Harris (ed), Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, NY 10020, 1988.
2. Leo L. Beranek (ed.), Noise and Vibration Control, McGraw-Hill, New York, NY 10020, 1971.
3. Allan D. Pierce, Acoustics, An Introduction to Its Physical Principles and Applications McGraw-Hill, New York, NY 10020, 1981.
4. F. J. Fahy, Sound Intensity, Elsevier Applied Science, London and New York, 1989.

第19章 应 变 计

19.1 概述

Thomas Kenny 博士 斯坦福大学机械工程系

应变计在许多类型的传感器中都有应用。它以便捷的方式将位移（应变）转换为电信号。应变计的“输出”其实是电阻的变化量。将应变计按电桥结构连接，可以将该电阻变化量转换为电压信号。有的传感器仅在电桥中使用一个应变计元件和三个固定电阻。有的传感器则使用两个应变计和两个固定电阻，而最新的大多数传感器都使用四个应变计。几乎任何材料都可以作为应变计，但有些材料相对于其他材料来说更为有效。金属合金和半导体硅是最常用的应变计材料。

19.1.1 压阻式应变计

压电晶体管是一种发生应变时其电阻值也随之改变的器件。大多数材料的压阻效应都包含两种分量，即几何分量和电阻分量。

压阻效应的几何分量来源于应变元件经历的尺度变化。其截面积和长度的变化将影响器件的电阻值。

关于压阻效应的几何效应的一个例子是液态应变计。在很多年以前，人们就已经在大量使用这样的器件。设想一根装有导电流体（比如汞）的弹性管。管中汞的电阻可以通过一对金属电极进行测量，每端一个，如图19-1-1所示。由于汞是不可压缩的，因此沿管长度方向施加的力会使汞柱拉长，并迫使管的直径变小，从而使管内容积保持不变。应变计的电阻由下式给出

$$R = 汞的电阻系数 \times 管的长度/管的横截面$$

由于

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho L^2}{V}$$

有

$$\frac{dR}{dL} = \frac{2\rho L}{V} = \frac{2R}{L}$$

定义应变计因子K为

$$K = \frac{dR/R}{dL/L}$$

由于

$$\frac{dR}{dL}=\frac{2R}{L}$$

因此，该液态应变计的$K=2$。

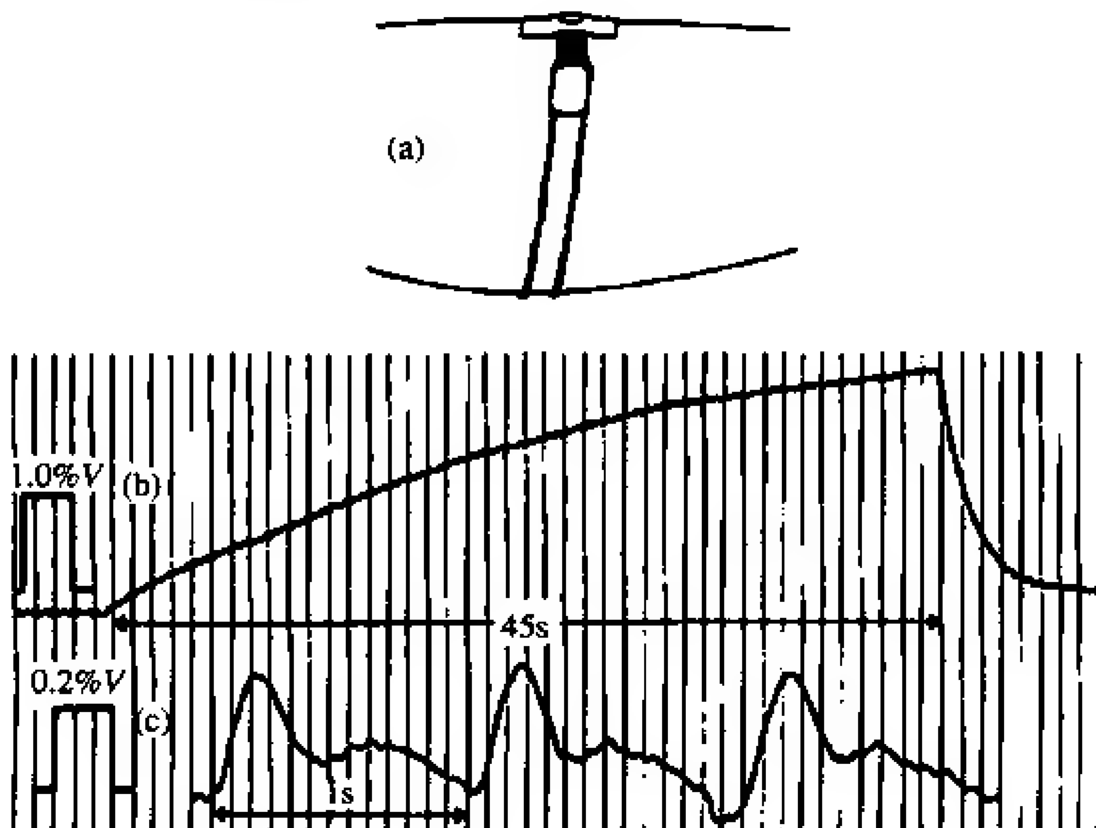


图19-1-1 液态应变计——汞柱

这意味着电阻的变化率是长度变化率的两倍。换句话说，如果液态应变计拉长1%，那么其电阻将增加2%。由于液体介质是不可压缩的，因此所有液态应变计都服从这个规律。

在医院里，液态应变计可以用于测量血压的波动。充满汞的橡胶管沿着人的肢体展开，并用带状记录仪记录血压的波动，压力脉冲的形状就可以用于诊断动脉的状态。在现代医院中，这种器件被固态应变计仪器所取代，但出于介绍性目的，它仍然是一个非常好的示例。

金属丝也可以作为应变计。与液态应变计一样，金属丝几何形状的拉伸变化也将导致其电阻值的增加。我们也可以像液态应变计那样计算金属丝的应变计因子，但不能假定金属是不可压缩的，而且金属的电阻系数也不是一个常数

$$R=\frac{\rho L}{A}=\frac{\rho L}{\pi r^2}=\frac{4\rho L}{\pi D^2}$$

$$dR=\frac{4L}{\pi D^2}d\rho+\frac{\rho}{\pi D^2}dL-\frac{8\rho L}{\pi D^3}dD$$

$$\frac{dR}{R}=\frac{d\rho}{\rho}+\frac{dL}{L}-\frac{2dD}{D}$$

于是有

$$K=\frac{dR/R}{dL/L}=\frac{d\rho/\rho}{dL/L}+1-\frac{2dD/D}{dL/L}$$

定义

$$-\frac{dD/D}{dL/L}$$

为泊松比ν，因此有

$$K=1+2\nu+\frac{d\rho/\rho}{dL/L}$$

不同金属的应变计因子取决于其材料特性和详细的导电机制。一般来说，金属的应变计因子在2～4之间。

由于力等于应力乘以面积、电阻变化率等于应变计因子乘以长度（应变）变化率，而且应力等于杨氏模量乘以应变，故有

$$F=\sigma A=EA\frac{dL}{L}=\frac{EA}{K}\frac{dR}{R}$$

或

$$\frac{dR}{R}=\frac{FK}{EA}$$

因此，应变计电阻的变化率与外力成正比，且与应变计因子和材料的杨氏模量之商成正比。显然，为了简化测量仪器其他部分的设计，我们希望能够得到较大的电阻变化。因此，通常我们尽可能选用小直径、小杨氏模量和大应变计因子的材料。大多数材料的弹性限度都小于1%，因此通常电阻变化都在1%～0.001%的范围内。显然，要测量这样的电阻值并不是一件容易的事情。通常都是设计成电阻电桥，从而得到能够接至放大电路的电压。

19.1.2 薄膜应变计

在很多年以前，就已经出现了制造和销售薄膜金属应变计，以及将此类应变计和导线安装到不同机械结构上所需要的必备工具的产业。图19-1-2就是一个薄膜应变计。这个特殊的应变计由一根金属丝构成，而且该金属丝被设计成特殊的形状从而主要对纵轴方向敏感。应变计制造商有许多，而且有数百种样式的金属薄膜（不同的样式对不同方向的应变敏感）可供选择。最近几年的许多应变计都基于如下事实：掺杂硅是导体，而且根据掺杂数量的不同，其应变计因子可达200。这给我们提供了一个契机，即用硅来制造应变计，并利用它来生产灵敏度更高的器件（比其他任何材料都更容易制造）。如图19-1-3所示。

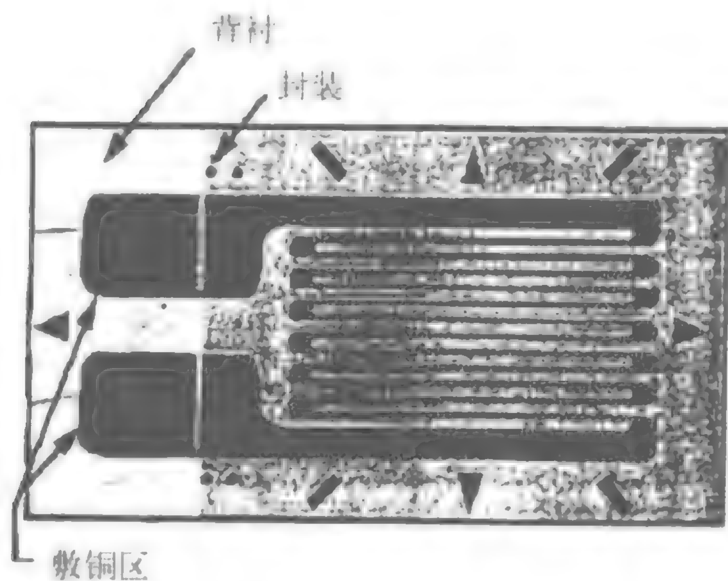


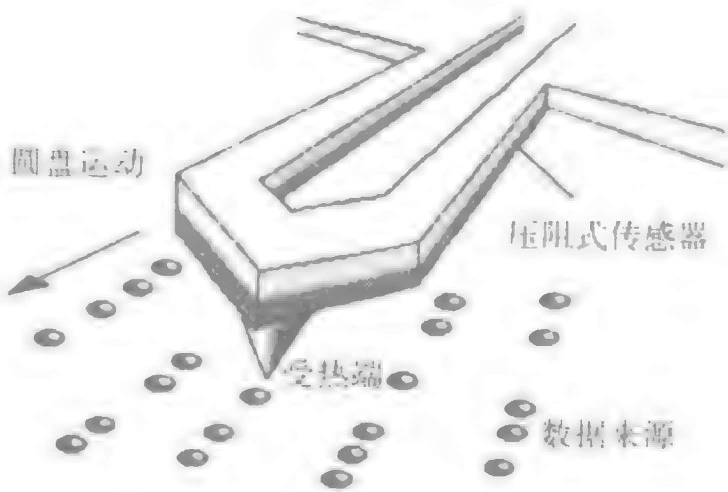
图19-1-2 薄膜应变计（引自Vishay）



图19-1-3 硅应变计（引自1992年斯坦福大学Marco Tortonese的博士论文）

19.1.3 微型器件

近年来，蚀刻技术的发展给我们带来了硅的另一个用途，即利用蚀刻技术从硅晶片中制造微机械结构。这些技术通常被称为硅微机械加工（silicon micromachining），它采用电子工业中的图案和工艺方法来定义和制造微机械结构。



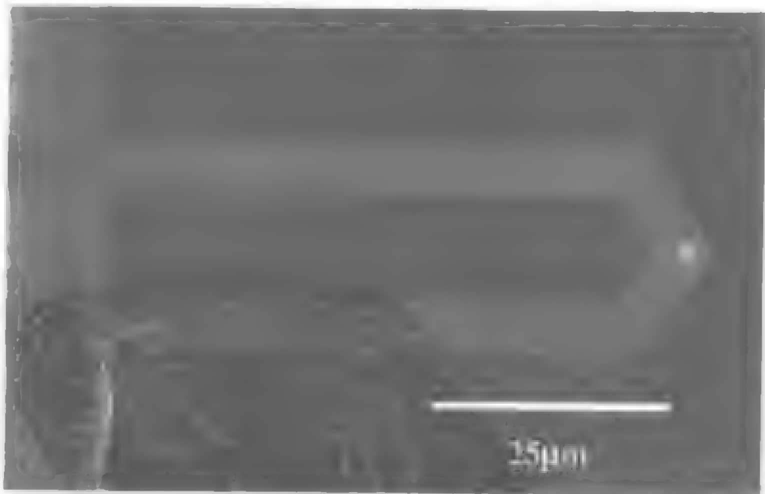


图19-1-4 热机械数据存储系统（摘自1998年Ben Chui的博士论文）

微机械加工可用于为大规模应用生产压阻式悬臂。最近的研究（斯坦福大学的Ben Chui和IBM Almaden的John Mamin）主要集中在开发面向数据存储应用的压阻式悬臂。在该设计中，100μm长的压阻式悬臂以10mm/s的速度沿着聚碳酸酯圆盘移动。当遇到亚微米级的圆盘表面压痕时，它将发生上下跳动。该想法本质上类似于高性能的留声机指针。图19-1-4中的器件给出了一个面向数据存储应用开发的悬臂。自2000年以来，在Vettiger的带领下，IBM Zurich的研究人员就一直致力于开发适合于基于该方法的高密度数据存储应用的二维压阻式悬臂阵列。

这些技术还存在许多值得探讨的地方，但在这里我们只是简单地表明，使用这些技术能够制造出厚度在微米级且侧向尺寸在几百微米到几毫米的硅膜片和硅悬臂

（如图19-1-3所示）。这些结构的机械特性正是我们所期望的硅的机械特性。

由于这些微结构体的内部嵌有敏感应变计，因此可以构建出大量有用的敏感器件。具体的例子包括应变计压力传感器（在薄膜片的周围放置一系列的应变计，并按桥式结构连接，从而可以自动消除其他噪声和来自应变计的漂移信号）。

19.1.4 应变计的精度

与应变计相关的另一个问题是电阻测量的精度。通常，精度可以通过采用更大的电流并产生更大的电压变化来加以改进。但电阻元件的功率消耗实际上限制了可用电流的大小。为此，对薄膜应变计的粘贴方法进行了优化，以增强薄膜向衬底的热传导。热传导的改进有助于在测量中采用更大的电流。

许多应变计（尤其是掺杂硅应变计）都对温度变化特别敏感。在某些情况下，这是非常有用的，特别是当该应用需要对温度进行测量的时候。但通常情况都不是这样，因此有必要对该温度敏感性进行补偿。最简单的方式是构建一个相同材料的参考电阻，并将其放置在某个不测量应变计信号的位置。这样，很容易采用一个桥式结构来保留该应变计灵敏度，同时消除这一系列应变计的温度灵敏度的影响。此类结构可以起到非常重要的作用，而且非常容易实现，因此它们具有非常普遍的应用。

19.1.5 应用

应变计在传感器中的应用主要体现在如下几个方面：需要获得一般或较大应变（0.001% ~ 1%）的应用、需要低成本器件的应用、需要微型硅器件的应用、信号频率从零到几千赫兹的应用。由于这些器件的粘贴结构通常会引入较大的寄生电容（往往会滤掉快速变化的信号），因此存在频率限制。

19.1.6 压阻式悬臂的计算示例

上述计算示例和图形摘自Marco Tortonese博士的博士论文（该文对压阻式悬臂的制作和工作原理进行了详细阐述）。这里给出压阻式悬臂灵敏度的计算过程，作为应变计计算的一个示例。

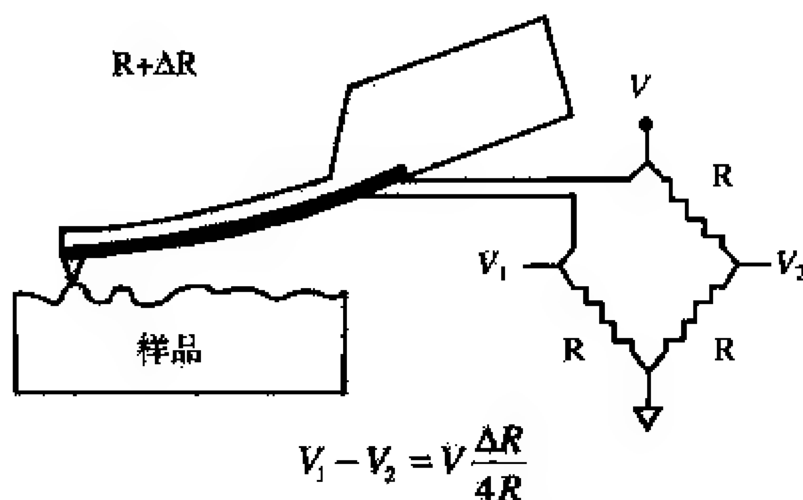


图19-1-5 压阻式悬臂（引自1998年斯坦福大学Marco Tortonese的博士论文）

如图19-1-5所示，我们用压阻式悬臂来测量从底部通过的物体的表面形状变化。斯坦福大学Cal Quate工作组的几名研究生通过原子力显微镜（AFM）对该技术进行了论证。AFM中尖锋和样本表面之间的吸引力使悬臂发生轻微的偏转。如果悬臂足够薄，那么我们就

可以对与单个原子之间的原子交互作用相关的力进行测量。

简单悬臂的负载－偏转关系可以表示为

$$Z=\frac{L^3F}{3EI}$$

其中

$$I=\frac{wT^3}{12}$$

其中L是长度、T是厚度、w是宽度。由于$F=kZ$，因此刚度可以表示为

$$k=\frac{EwT^3}{4L^3}$$

当偏转为Z时，悬臂的偏转角度可近似表示为

$$\theta=\frac{Z}{L}$$

因此，曲率半径近似为

$$R=\frac{L}{\theta}=\frac{L^2}{Z}$$

悬臂梁上表面的应变由上下表面之间的弧长差引起。

$$\Delta L=L_{upper}-L_{lower}=(R+T)\theta-R\theta=T\theta=\frac{TZ}{L}$$

该应变可由下式计算

$$\varepsilon=\frac{\Delta L}{L}=\frac{TZ}{L^2}$$

$$\varepsilon=\frac{TF}{L^2k}=\frac{TF}{L^2\dfrac{EwT^3}{4L^3}}=\frac{4LF}{EwT^2}$$

对于典型的AFM悬臂来说（如图19-1-4所示），$T=4\mu m$，$L=100\mu m$，$w=4\mu m$，$E=2\times10^{11}N/m^2$，$F=10^{-7}N$。

因此，

$$\varepsilon=\frac{4(100\times10^{-6}\,m)(10^{-7}\,N)}{(2\times10^{11}\,N/m^2)(4\times10^{-6}\,m)(4\times10^{-6}\,m)^2}=3\times10^{-6}$$

由于掺杂硅的应变计因子大约是100，因此该示例中的电阻变化率dR/R大约是0.03%。

实际上悬臂并不会产生圆偏转，而且应变主要集中在衬底。如果将应变计放在衬底上，那么应变将增强5～10倍，其电阻变化也将相应增强。

如果采用合适的电路，我们就可以测量1/10^{6}的电阻变化，因此这确实是一种合理的测量方案。虽然这并不简单，但确实可能。

在AFM的许多情况中，测量的力均在10^{-10}N的水平，这需要我们谨慎地设计电子电路。

19.2 基于应变计的测量[①]

Walt Kester 技术员，编辑 Analog Devices公司

在力的测量中，使用得最为普遍的电子元件包括电阻应变计、半导体应变计和压电传感器。应变计通过测量校准载体的偏转来间接实现对力的测量。采用一个合适的传感器，可以将压力转换成力，然后就可以利用应变计技术来测量该压力。流速可以通过基于应变计技术的差压测量来实现。如图19-2-1所示。

- 应变：应变计、压电传感器
- 力：压力传感器
- 压力：从膜片到力再到应变计
- 流动：差压测量技术

图19-2-1 基于应变计的测量

电阻应变计是一种电阻性元件，它的长度随作用在衬底的力的变化而变化，从而电阻也随该力的变化而变化。或许这是将力转换为电信号的最广为人知的传感器。

如图19-2-2所示，非粘贴式应变计由两个点之间伸展的一根金属丝构成。作用在金属丝（面积为A，长度为L，电阻系数为p）上的力引起金属丝的拉伸或缩短，从而相应地引起电阻的增加或减小：

$$R = pL/A$$

和

$$\Delta R/R = GF\Delta L/L$$

其中GF是应变计因子（金属的GF在2.0 ~ 4.5之间，半导体的GF则大于150）。无量纲量$\Delta L/L$是对作用在金属丝上的力的一种量度，且其单位为微应变（1με = 10^{-6}cm/cm，与ppm相同）。从该等式可知，应变计因子越大，电阻也越大（因此灵敏度也越大），而且它们之间是线性关系。

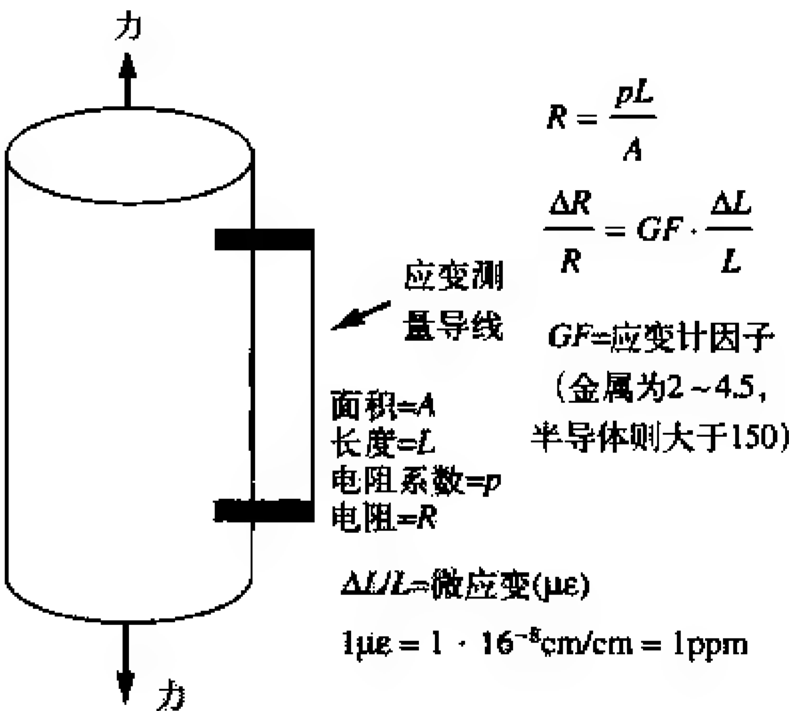


图19-2-2 非粘贴式金属丝应变计

粘贴式应变计（图19-2-3）由一根共面方式设计且与衬底或载体连接在一起的薄金属丝或导电膜构成。通常，应变计的安装应使导体长度方向尽可能与被测应力的方向对齐。引线与衬底连接，并延伸出来用于相互之间的连接。粘贴

① 节选自 "Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning" Analog Devices公司，www.analog.com。

式器件非常实用，它比非粘贴式器件具有更广泛的应用。

最常见的应变计或许是薄片型应变计，它们由光蚀刻技术制造，并采用与金属丝类型（如铜镍合金、镍铬合金、镍铁合金、铂钨合金等）相似的材料，如图19-2-4所示。金属丝敏感元件的应变计只有一个较小的表面积朝向被测物，这可以减小高温时的漏电流，并允许敏感元件和被测物之间具有更高的绝缘电势。另一方面，薄片型敏感元件具有较大的表面积与截面积比，它在极端温度和长时间负载下表现得更为稳定。另外，较大的表面积和较薄的截面积可以使器件具有与被测物相同的温度，且便于自身热量的散发。

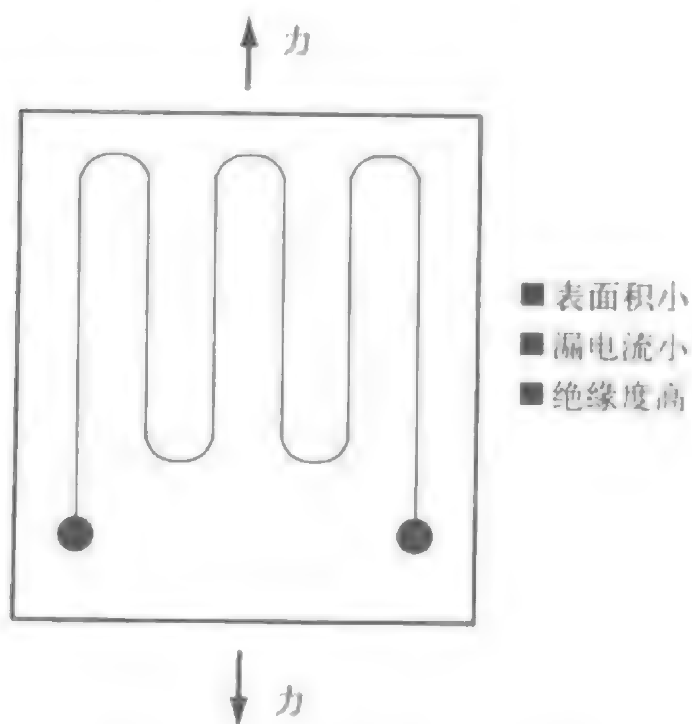


图19-2-3 粘贴式金属丝应变计

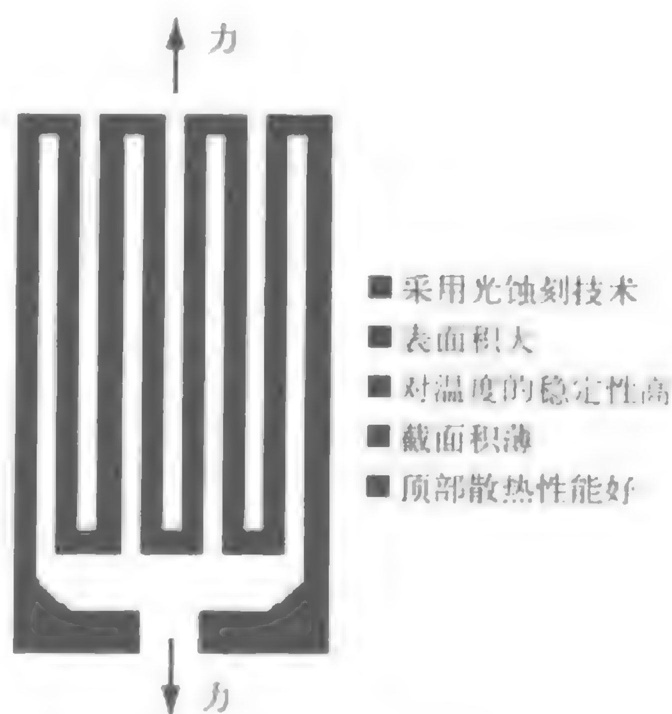


图19-2-4 金属薄片应变计

半导体应变计利用的是某些半导体材料（如硅和锗）的压阻效应，这样可以获得更大的灵敏度和更高的输出电平。半导体应变计可以设计为在受到应变时产生正变化或者负变化。它们在物理上可以制作得非常小，但仍然具有一个较高的标称电阻。半导体应变计桥可以实现比金属薄膜桥高30倍的灵敏度，但它们对温度较为敏感，而且很难进行补偿。其电阻变化与应变的关系也是非线性的。对于精密的应用场合，它们不如更稳定的金属薄膜器件那样应用广泛，但在灵敏度很重要而且温度变化很小的场合，它们可能具有一定优势。其测量设备与金属薄膜电桥的测量设备相似，但由于具有更高的信号电平和降低的传感器精度，因此其测量设备并不那么关键。金属应变计与半导体应变计的比较见图19-2-5。

如图19-2-6所示，应变计可用于对力进行测量（悬臂梁在外力的作用下发生轻微偏转）。四个应变计可以测量悬臂梁的挠曲，其中两个在顶部，两个在底部。四个应变计按照所有元件变化电桥的结构进行连接。该结构具有最大的灵敏度，并且本质上是线性的。该结构还可以对单个应变计的温度偏移进行一阶修正。

参 数	金属应变计	半导体应变计
测量范围	0.1με~40 000με	0.001με~3 000με
应变计因子	2.0~4.5	50~200
电阻（Ω）	120，350，600，…，5000	1 000~5 000
电阻公差	0.1%~0.2%	1%~2%
尺寸（mm）	0.4~150（标准：3~6）	1~5

图19-2-5 金属应变计和半导体应变计的比较

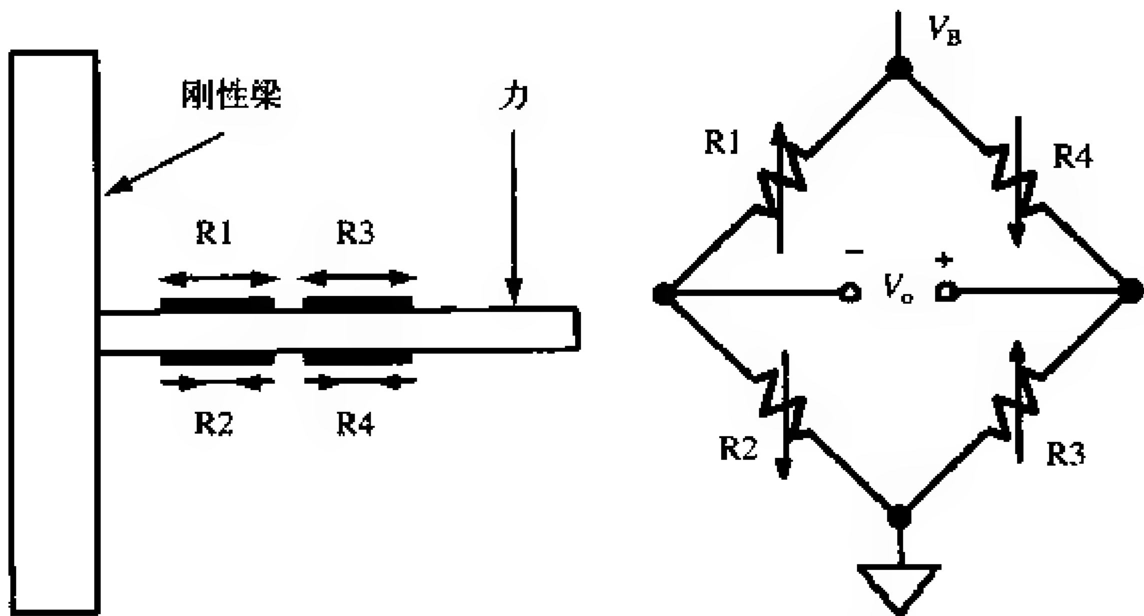


图19-2-6 基于应变计的悬臂梁力传感器

应变计是低阻抗的器件。为了获得合理的输出电压电平，必须为它们提供很大的激励电源。典型的应变计压力传感器桥电路的阻抗是350Ω，而且每一伏激励电源的灵敏度大概是毫伏级。压力传感器由四个按照图19-2-7所示电桥连接的独立应变计组成。对于一个桥激励电压为10V且额定灵敏度为3mV/V的压力传感器来说，满量程负载时的信号电平为30mV。增加电桥的驱动电压可以使输出增加，但自热效应严重限制了该方法的应用（可导致不正确的结果或者使器件损坏）。许多压力传感器都可以对线路进行测量，从而允许信号调理电路对导线的直流电压降进行补偿。某些压力传感器还具有额外的用于温度补偿的内部电阻器。

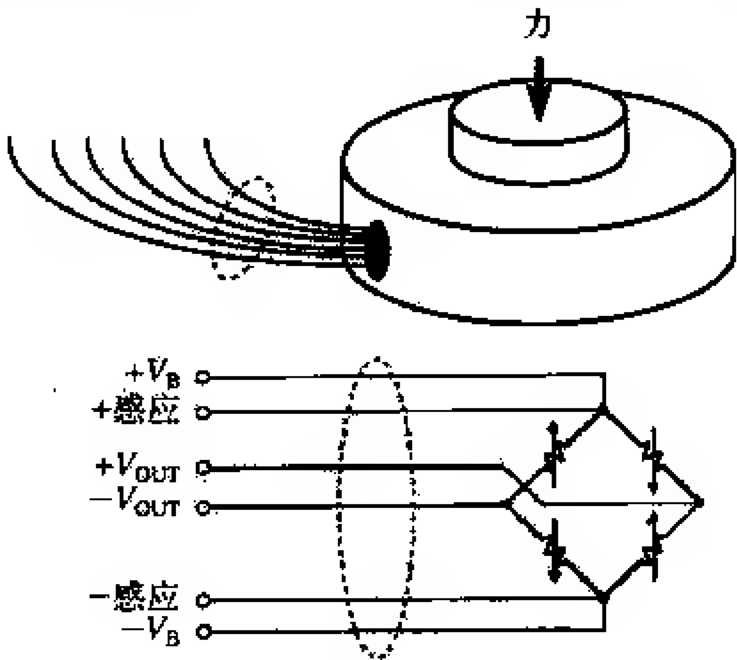


图19-2-7 六引线压力传感器

19.2.1 压力传感器

多种压力传感器（图19-2-8）都可以对液体和气体的压力进行电子测量。许多机械式传感器（包括振动膜、膜片、

膜盒、压力计管和Bourdon管等）都可以通过测量相关的长度、距离或位移来测量压力，或者通过所产生的运动来测量压力变化。

之后，此类机械接口的输出作用到应变计或压电传感器等电子传感器上。与应变计不同，压电式压力传感器通常都用于高频压力测量场合，如声纳应用或晶体传声器等。

流量有多种定义方式，包括质量流量、体积流量、层流和湍流。通常，流过物质的数量（质量流量）最为重要，而且如果流体密度保持不变，那么体积流量测量将是一种更易于测量的替代方案。常用的间接测量流速的传感器都涉及对压力的测量。图19-2-9是一个用于测量流速的应变计弯曲片。

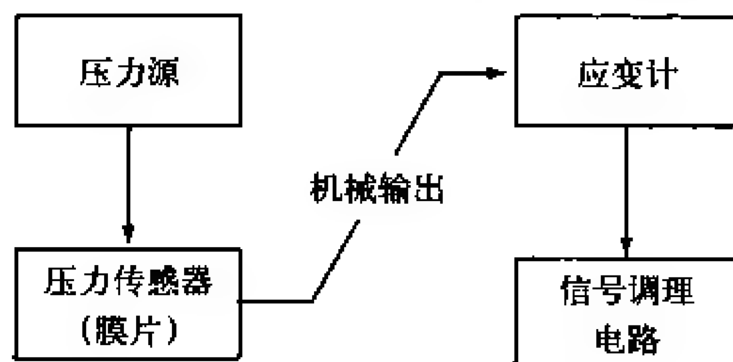


图19-2-8　压力传感器

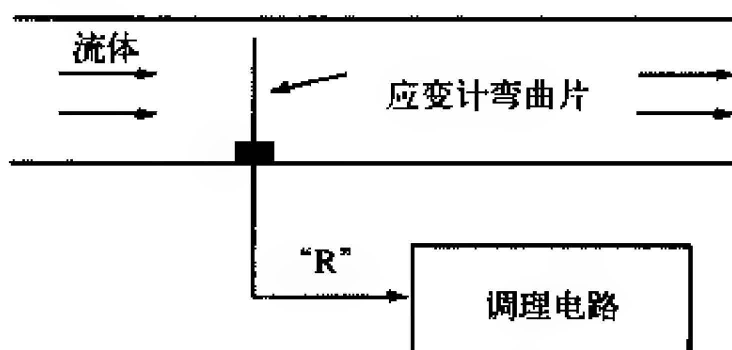


图19-2-9　用于测量流速的应变计弯曲片

19.2.2　电桥信号调理电路

所有元件变化电桥的一个示例是图19-2-10所示的疲劳度监控应变测量电路。全桥是一个集成单元，它可以安装在被测应变或挠曲的表面。为了便于远程测量，它采用了电流激励。OP177伺服系统将桥电流调节至10mA，且参考电压约为1.235V。应变计的输出是10.25mV/1 000με。信号通过一个增益为100的仪表放大器AD620进行放大。通过调整100Ω的增益电位计，可以设置满量程应变电压，从而使−3 500με应变产生−3.500V输出电压、+5 000με应变产生+5.000V输出电压。之后就可以通过一个10V满量程输入范围的A/D转换器进行数字化。AD620输入引脚之间的0.1μF电容与1kΩ的电桥电阻一起作为EMI/RFI滤波器。滤波器的拐角频率大约是1.6kHz。

图19-2-11给出了压力传感器放大器电路的另一个示例。典型压力传感器的电桥电阻是350Ω。其10.00V电桥激励来自于精密电压参考器件AD588，而且OP177和2N2219A是缓冲器。2N2219A位于OP177的反馈回路上，用于提供必要的电桥驱动电流（28.57mA）。为了保证线性度，采用了一个仪表放大器。该设计具有最少数量的关键电阻和放大器，从而使得整个设计精确、稳定且性价比高。唯一的条件是475Ω电阻和100Ω电位计的温度系数必须较低，从而确保放大器增益不会随温度变化而产生漂移。

如前所述，精密压力传感器通常配置成350Ω电桥的结构。图19-2-12给出了一个单一电源供电的精密压力传感器放大器。电桥的激励电压必须非常精密和稳定，否则它将引入测量误差。该电路采用一个精密REF195的5V参考电压对电桥进行驱动。

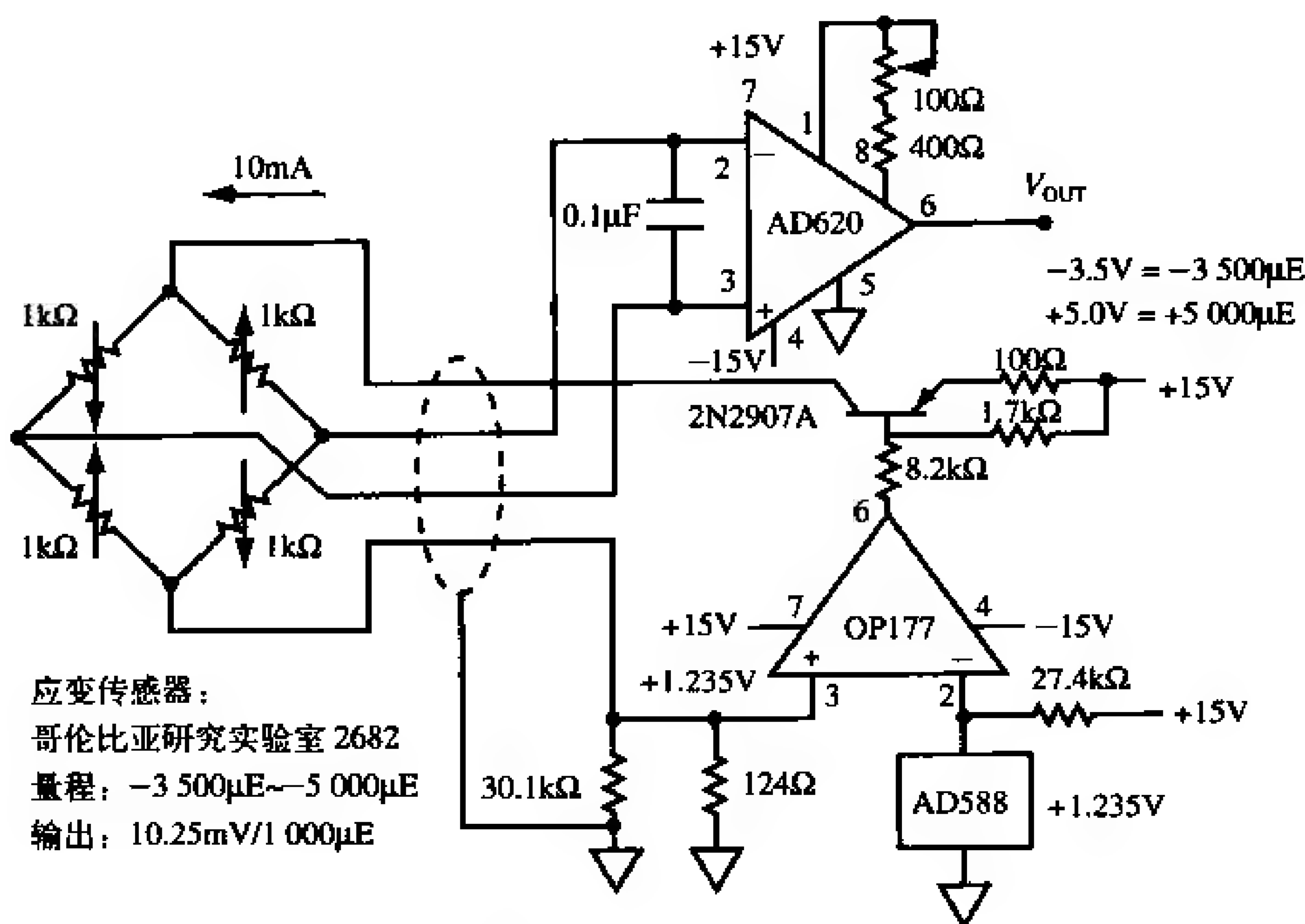


图19-2-10 精密应变计传感器的放大器

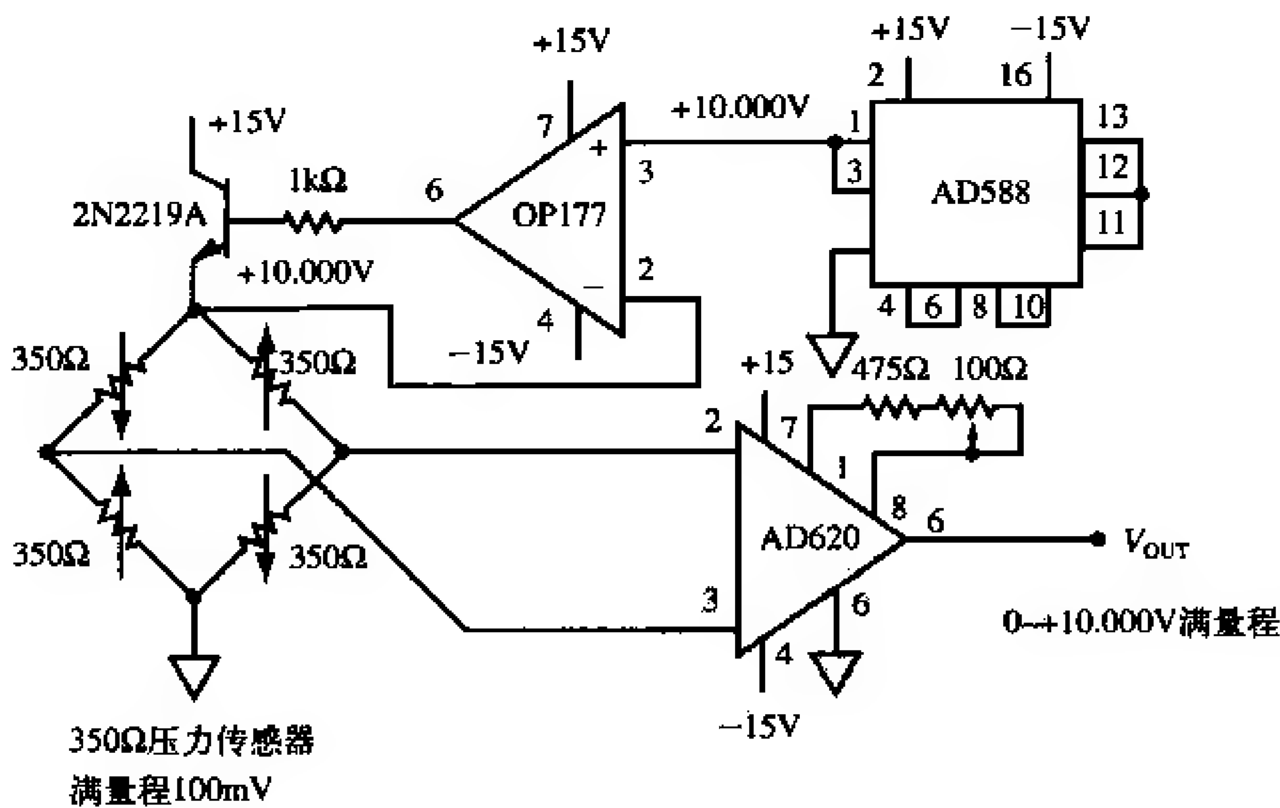


图19-2-11 精密压力传感器的放大器

REF195参考电压源可以向负载提供超过30mA的电流，因此可以在没有缓冲器的情况下驱动35052电桥。双OP213结构是两个增益为100的仪表放大器。电阻网络根据下式对增益进行调整

$$G=1+\frac{10\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega}+\frac{20\text{k}\Omega}{196\Omega+28.7\Omega}=100$$

为了获得最佳的共模抑制效果，电阻比应当非常精确。因此，应当采用公差较小的电阻器（±0.5%或更好）。

对于零电压电桥输出信号来说，其放大器将在0V附近的2.5mV范围内摇摆。这是OP213的最小输出限制。因此，如果需要对失调进行调整，那么应当从正电压V_{REF}开始往下调整，直到输出V_{OUT}不再变化为止。这正是限制放大器摇摆的关键。由于是单一电源设计，因此放大器不能检测负极性信号。如果需要保证零伏输入位置的线性度，或者需要处理负极性信号，那么应当将V_{REF}连接到一半电源电压（2.5V）的位置，而不是连接到地。注意，当V_{REF}不与地相连时，输出必须以V_{REF}为参考。

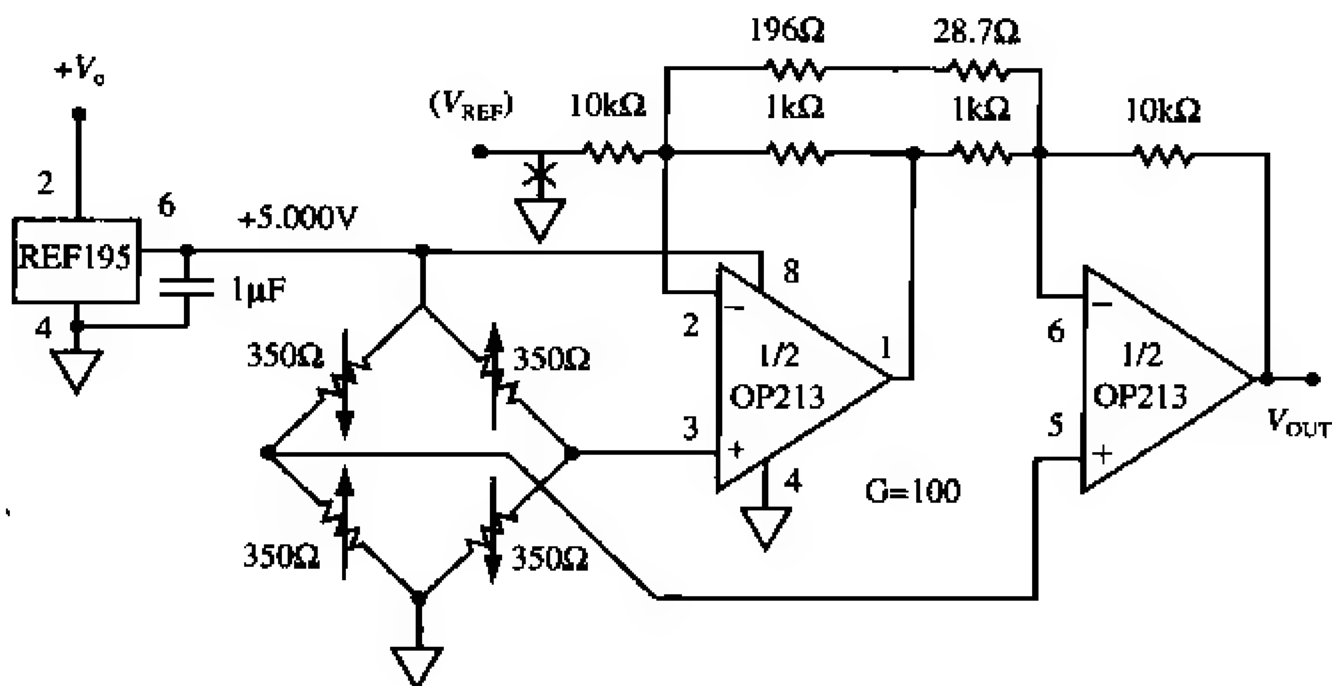


图19-2-12 单一电源压力传感器的放大器

24位的ΣΔ型A/D转换器AD7730是对电桥输出进行直接调理的理想器件，而且它不需要接口电路。其简化接线图如图19-2-13所示。整个电路都采用单一+5V电源供电，而且该电源也是电桥的激励电压。注意，由于被测电桥的激励电压采用A/D转换器的参考电压，因此该测量是比值测量。+5V电源的变化不会对测量精度造成影响。

AD7730内部有一个程控增益放大器，这使得它能对满量程输出为±10mV的电桥信号实现16位精度的数字化。AD7730具有自校准和系统校准特性，通过定期重复校准可以减小失调和增益误差。“斩波”模式可以减小失调电压和漂移，其工作原理与斩波稳零型放大器相似。其等效RTI输入电压噪声大约是40nV（有效值）或264nV（峰峰值）。这相当于13ppm的分辨率（近似为16.5位）。增益线性度也近似为16位。如图19-2-14所示。

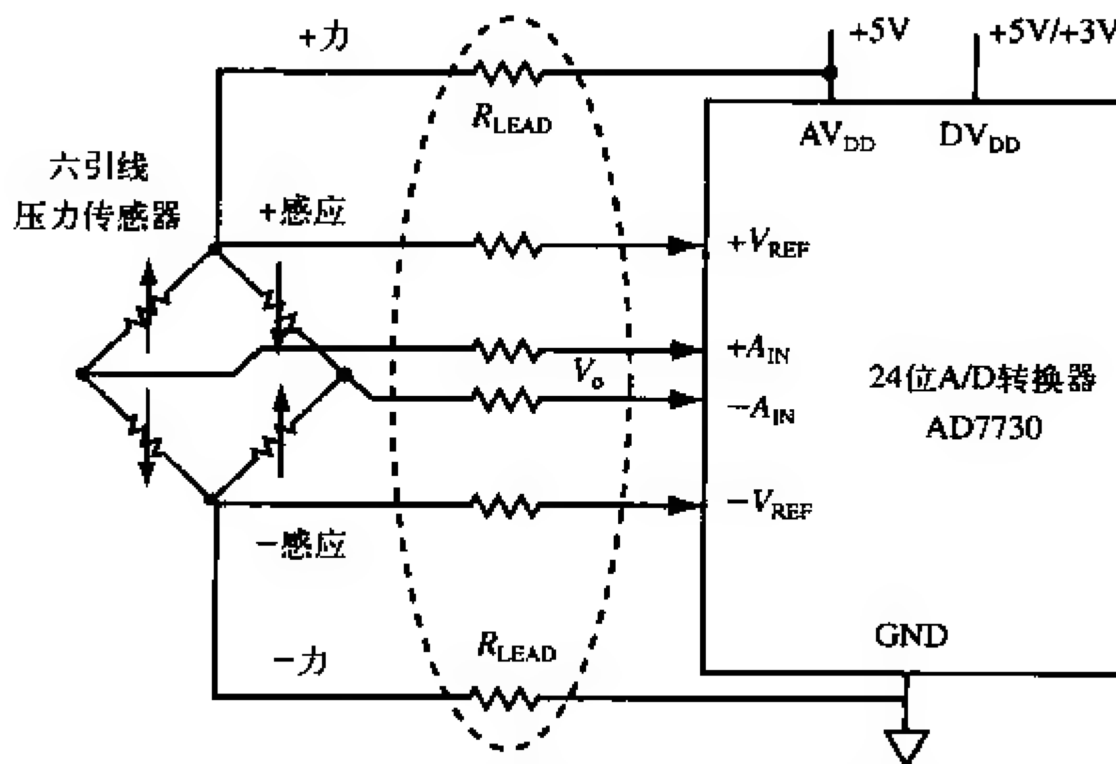


图19-2-13 采用AD7730 A/D转换器的压力传感器应用

- 假定：
  - ◆ 满量程电桥输出为±10mV，激励电压为+5V
  - ◆ 采用“斩波模式”
  - ◆ 执行系统校准：零和满量程
- 性能：
  - ◆ RTI 噪声：40nV（有效值），264nV（峰峰值）
  - ◆ 无噪声分辨率：80 000计数单位（16.5位）
  - ◆ 增益非线性度：18ppm
  - ◆ 增益精度：<1μV
  - ◆ 失调电压：<1μV
  - ◆ 失调漂移：0.5μV/°C
  - ◆ 增益漂移：2ppm/°C
  - ◆ 注意：增益和失调漂移可通过系统校准进行消除

图19-2-14 AD7730压力传感器A/D转换器的性能指标

19.2.3 参考文献

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, Sensors and Signal Conditioning, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, Transducer Interfacing Handbook, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, 1992 Amplifier Applications Guide, Section 2, 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, System Applications Guide, Section 1, 6, Analog Devices, Inc., 1993.

5. Harry L. Trietley, Transducers in Mechanical and Electronic Design, Marcel Dekker, Inc., 1986.
6. Jacob Fraden, Handbook of Modern Sensors, Second Edition, Springer-Verlag, New York, NY, 1996.
7. The Pressure, Strain, and Force Handbook, Vol. 29, Omega Engineering, One Omega Drive, P.O. Box 4047, Stamford CT, 06907-0047, 1995. (http://www.omega.com)
8. The Flow and Level Handbook, Vol. 29, Omega Engineering, One Omega Drive, P.O. Box 4047, Stamford CT, 06907-0047, 1995. (http://www.omega.com)
9. Ernest O. Doebelin, Measurement Systems Applications and Design, Fourth Edition, McGraw-Hill, 1990.
10. AD7730 Data Sheet, Analog Devices, http://www.analog.com.

19.3 应变计传感器的安装

George C. Low HITEC公司

本书其他地方涉及的不同类型的应变计可以通过几种不同的方法进行安装。本节将通过最常用的应变计类型（胶结薄片电阻应变计和无细丝应变计）来详细说明各种流行的安装方法。建议读者去学习更多感兴趣的方法，因为本节不可能涉及所有复杂的安装方法。必须意识到，安装应变计是一种确定的艺术，因为它首先是一个手动过程，特别是对于麻烦的无细丝应变计安装来说，安装质量的好坏在某种程度上取决于安装者的经验，而不是完全基于是否采用了正确的安装步骤。对于下面提到的安装方法，可以根据确切的需求和环境等进行修正，但可以认为它们是对一般安装方法的指导。

在某些应变计的安装方法中，应变计实际是在安装过程中创建的。此类安装通常称为真空沉淀或溅射。这种特殊的安装方法并不属于一般应变计安装方法，因此仅在本节末尾进行简要叙述。

我们将应变计的安装方法分解为三大类：一般应力分析(General Stress Analysis)、精密传感器安装（Precision Transducer Installations）和高温安装（Elevated Temperature Installations）。最后一节将介绍一些特殊的安装，并简要提及其他类型的安装。

19.3.1 一般应力分析安装的胶结薄片应变计

对于一般应力分析来说，用户主要关注的是尽量快和尽量精确地获得应力或应变数据。此类例子包括FEA模型有效性、一般设计有效性、结构失效分析、简单加速生命周期测试等。此类安装通常不能确保具有与高性能和高精度传感器（如二次硫化操作）相同类型的制造方法。

胶结薄片电阻应变计的最普通的安装方法是采用室温下加工的腈基丙烯酸酯黏合剂（由催化剂和黏合剂组成）。此类安装需要的工具和设备最少，而且不需要太多

的经验。其基本流程如下。

(1) 表面处理（以化学清理或细粒度研磨与化学清理相组合的方式）。应当注意，在某些类型的测试中，我们不能改变被测表面，因此只能采用化学清理的方式。

(2) 对应变计位置的中心线或设计线进行抛光处理。其操作方法应当保证安装完成后在应变计网格下不存在冲突或其他异物。这样的例子包括光线锥和具有黄铜尖端的金刚石划片等。某些情况下设计线可以采用激光标刻。

(3) 将应变计小心地放置到位，并通过一片姆拉带（Mylar® tape）将其固定在适当位置。有时候我们不希望将应变计的四面都进行密封。因为这样我们可以挤出黏合剂并实现无冲突或无气泡的一致连接。当应变计胶结在姆拉带上之后，小心地抽出姆拉带，并将其折叠，使其暴露在应变计的底部或胶结表面。

(4) 将催化剂作用在应变计的背衬上，而将黏合剂作用在元件表面。

(5) 将应变计折叠回合适的位置，用拇指挤压并固定应变计一段时间（根据制造商的推荐值，通常是至少一分钟）。

此时，应变计已经黏结在元件上，从而可以准备下一个步骤，即引线焊接。引线的长度和材料应当根据用户的测试和设备需要来确定。必须安装一个合适的涂层，从而可以将安装物与环境隔离，同时也具有一定的机械保护作用。

这是一种最基本的安装方法，而且在选择应变计时必须格外谨慎。需要考虑的参数有网格长度和类型、背衬和薄片类型、电阻、自温补偿等级等。一般应力分析应用也可以利用更高质量和更高容量的热硫化环氧黏合剂系统，它们在传感器应用中使用得更为普遍。

19.3.2 精密传感器的安装

此类安装涉及很大范围的传感器，包括扭矩传感器、剪力横梁和压力传感器等。另外，本节还将介绍一种更为普遍的“传感器化”元件，包括稍微修改便能接受应变计输入并成为传感器的现场元件。示例之一是户外轮式赛车中的悬挂式“推杆”。实际悬挂式推杆内部具有一对袋状物，应变计就安装在该袋状物上。这样，推杆本身就是一个传感器，而且车队可以在比赛前用它来确定最佳的悬挂机构。

此类安装要求有更好的黏合剂，而且通常都是采用热硫化的环氧黏合剂。根据传感器工作温度和底部传感器材料的表面孔隙度等的不同，可以采用不同类型的黏合剂。

对于胶黏薄片电阻应变计来说，其一般程序中的某些步骤与一般应力分析安装中的相似。

(1) 表面处理通常采用细粒度的研磨喷砂。为了确保表面不存在污染物，还需要在实际应变计应用前进行化学清理。

(2) 对应变计位置的中心线进行抛光处理。其操作方法应当保证安装完成后在应变计网格下不存在冲突或其他异物。这样的例子包括光线锥和具有黄铜尖端的金刚石划片等。某些情况下设计线可以采用激光标刻。

(3) 将应变计小心地放置到位，并通过一片姆拉带将其固定在适当位置。有时

候我们不希望将应变计的四面都进行密封。因为这样我们可以挤出黏合剂并得到无冲突或无气泡的一致连接。当应变计胶结在姆拉带上之后，小心地抽出姆拉带，并将其折叠，使其暴露在应变计的底部或胶结表面。

（4）将黏合剂作用到应变计衬底和元件上。按照制造商的推荐时间进行风干。

（5）将应变计折叠回合适位置，在姆拉带上放置一片特氟纶（Teflon®）薄片，并在特氟纶薄片上放置一块合适大小的橡胶垫。

（6）安装的关键之一是采用正确的夹紧压力来夹紧应变计。精密传感器应用中每种黏合剂都有一个推荐夹紧压力。还应注意的是，有些应用需要比推荐压力更大的夹紧压力。本文作者就曾经碰到类似的应用，为了满足特定的指标（如蠕变性能），其夹紧压力至少是制造商推荐夹紧压力的两倍。如果是产品型应用，那么还应当对夹紧进行校准并进行适当的设计，以便有效地夹紧和松开。之后，将夹紧的传感器置于烤箱中，以一种可控速率将温度慢慢上升，从而获得期望的硫化温度。例如，钢传感器载体的一种常用安装类型需要在350°F的温度下进行2h的硫化处理。

（7）接下来的一步是二次硫化。对于需要长期稳定工作的传感器来说这非常重要。硫化过程结束后，让传感器冷却并松开。将传感器重新放回到烤箱中，并在比硫化温度或最高工作温度（取较高者）高50°F的温度下对传感器进行二次硫化。

（8）安装完毕之后，对应变计进行正确连线，通常是按惠斯登电桥的结构。传感器的生产还存在其他一些步骤，但它们不在本节介绍范围之内。

19.3.3 高温安装

高温安装指的是使用温度高于700°F的安装。也正因为如此，它们需要采用无细丝金属丝应变计。另外需要注意的是，当温度更高时，本质上只能进行动态测量，而不是静态测量。据说某些静态测量可以在1 200°F高温下进行，但我们并不清楚这些测量的精度和可重复性。

下面是无细丝应变计应用所遵循的一般程序。正如在其他安装种类中提到的一样，根据材料、需求、经验等的不同，我们还可以对它做出一定的改变。特别是对此类安装来说，安装者的经验和技能对安装质量起着至关重要的作用（比如喷气发动机的旋转飞轮测试）。

这些应变计可以通过两种不同的方法进行安装，即陶瓷黏合剂工艺或ROKIDE®火焰喷涂工艺。陶瓷黏合剂通常用于温度在1 200°F以下的应用（在这些应用中，火焰喷涂工艺会给薄的被测对象带来非期望的强化作用，而且由于空间的限制，安装人员不能执行喷涂操作）。ROKIDE工艺具有比陶瓷黏合剂更好的抗腐蚀特性，但在抗疲劳特性上不如陶瓷黏合剂。ROKIDE本质上是一种氧化铝，而且它具有多种纯度等级。

基本程序如下所述。

1. 陶瓷黏合剂工艺

该工艺利用的是陶瓷黏合剂。在合适的步骤中加入陶瓷黏合剂后，最终可将无

细丝应变计网格装入陶瓷黏合剂中。陶瓷黏合剂还可以保护应变计免受恶劣高温环境的影响。

(1) 如果可能，对元件进行预烘干，以去除元件表面的所有油污。

(2) 仔细地对元件表面进行抛光，以扩展喷砂区域的边界。该区域应当包括应变计网格作用的整个区域和需要涂抹陶瓷黏合剂的引线布线区域。

(3) 在应变计位置和引线路径上用拉姆带对元件进行屏蔽。通过一个压力喷砂机，采用新的合适大小的砂粒对特定的元件进行喷砂。

(4) 去除所有扎带并检查污染物。

(5) 用姆拉带将应变计位置和引线布线区域的轮廓屏蔽。按照制造商的说明在两个区域内部都预敷一层陶瓷黏合剂。当陶瓷黏合剂风干一段时间后，去掉姆拉带。按照制造商的指导通过烤箱对预敷层进行硫化处理。

(6) 应变计本身来自于内部砂胶滑片，且砂胶也使应变计保持一定的形状。应当小心地将应变计从制造商的滑片中取出，并将应变计定位在正确的位置。

(7) 采用细尖镊子或其他合适的工具小心地按压砂胶，使其与预敷层接触。

(8) 用一块清洁的毛刷在暴露网格和引线的薄层上敷一层陶瓷黏合剂。待风干后将其置于烤箱中，按照制造商的说明进行硫化处理。

(9) 检查应变计的电阻，并去除剩下的拉姆带。

(10) 在最新的暴露网格和引线区域上敷一薄层陶瓷黏合剂。待风干后将其置于烤箱中，按照制造商的说明进行硫化处理。

(11) 一旦所有导线都安装完毕，通过检查电路的电阻和绝缘电阻来执行最后的电气检查。

(12) 这种类型的典型陶瓷黏合剂安装的厚度为0.007～0.008in。

2. ROKIDE火焰喷涂工艺

该工艺利用一种特殊的喷漆枪（采用氧、乙炔和适当等级的ROKIDE棒），将熔化的陶瓷喷涂到目标的表面。最后，它将应变计网格置于其中，并保护它免受恶劣高温环境的影响。

(1) 如果可能，对元件进行预烘干，以去除元件表面的所有油污。

(2) 仔细地对元件表面进行抛光，以扩展喷砂区域的边界。该区域应当包括应变计网格作用的整个区域和需要进行ROKIDE火焰喷涂的引线布线区域。

(3) 在应变计位置和引线路径上用合适的拉姆带对元件进行屏蔽。通过一个压力喷砂机，采用新的合适大小的砂粒对特定的元件进行喷砂。使用干燥、不含污染物的空气进行清洁。

(4) 第一道底漆采用很薄的镍铝合金。镍铝合金可防止氧化，且对氧化铝(ROKIDE) 具有更好的机械粘结性。使用干燥、不含污染物的空气进行清洁。

(5) 预敷一层很薄的铝氧化层，它使得无细丝应变计与元件表面电气绝缘。使用干燥、不含污染物的空气进行清洁。

(6) 应变计本身来自于内部砂胶滑片，且砂胶也使应变计保持一定的形状。应

当小心地将应变计从滑片中取出，并将应变计定位在正确的位置。

（7）采用细尖镊子或其他合适的工具小心地按压砂胶，使其与预敷层接触。确保应变计网格没有挤压得太厉害，从而与氧化铝预敷层保持一致。

（8）通过在网格的周边放置合适温度的姆拉带，将应变计网格包围起来。这可以确保氧化铝（可能引起增强效应）仅仅覆盖最小面积的表面。

（9）在暴露的应变计网格和引线上敷一层轻氧化铝的粘结层。在整个工艺中都要不停地读取电阻读数，以确保应变计网格没有被损坏。

（10）首先去除周边的姆拉带，然后去除开始时用于将应变计网格支撑到预敷氧化铝的姆拉带。

（11）与前面一样，使用相同的姆拉带再次将安装物进行包装。第二次应用中周边姆拉带应当定位在比第一次应用中的位置超出1/32in的位置。这可以带来压条效应，可减小最终氧化铝安装中的锐边缘。

（12）在整个应变计和应变计引线上适当地喷涂最后一层氧化铝。

（13）去除所有姆拉带，并检查电路电阻和绝缘电阻。

（14）通常，此类典型的ROKIDE安装的厚度大约是0.012in。

19.3.4 其他安装方法

应变计安装中的独特方法需要专门的制造设备和技术知识。它通常被称为溅射或真空沉淀。在该工艺中，应变计本身产生于安装工艺。对这种特殊安装方法的讨论超出了本节的讨论内容。

另一种专业方法称为厚膜法，它也不属于本节的讨论范围。

上述两种都是特殊的安装方法，而且在应变传感器的相关章节中对它们进行了介绍。一般来说，它们不如前面提到的三部分那样得到广泛的应用。因此，我们应当将更多的注意力放在更普遍的安装方法上。

另一种应变计安装方法非常适合于更大规模的应用（通常是10 000片或更多）。假定被测挠曲本质上为扁平状，那么它们可以按阵列的形式进行排列。这既可以像薄悬臂梁或弯曲梁的化学蚀刻那样作为制造工艺的一部分，也可以是通过适当的制造设备以阵列形式排列的独立挠曲。在应变计的实际应用中，都是将整片应变计（应变计也是以阵列的形式存在，还没有划分成独立的小片）直接黏贴到挠曲上。之后，通过一个压力设置过程对阵列施加夹紧压力。在对应变计挠曲进行微调并相互分离后，就得到一个有效的应变计测试梁。

该工艺的一个特点是当应变计薄片黏贴到背衬时，背衬也同时粘贴到挠曲上。该组合同时进行蚀刻（例如，应变计的图案和挠曲在同一次操作中产生）。当然，这只对薄悬臂梁类型的挠曲（小于0.1in）有用。

可焊接式应变计安装是另一种形式的安装。在此类应变计中，金属薄垫片、应变计、引线以及填充和覆盖物等都通过黏贴等方式集成为一个整体。其中，填充和覆盖物是适合于环境的混合物。可焊接式应变计存在高温和室温几种类型。这些应

变计通过现场焊接技术作用到被测元件的表面。可焊接式应变计本质上仅用于那些不能使用标准应变计的场合（由于安装人员的技术水平不够或者在安装位置不能进行其他类型的应变计安装）。

本节给出的一般方法和过程并不是应变计安装的决定性方法。如前所述，根据工作环境、元件或传感器尺寸、所使用材料等的不同，这些过程都可以有许多变化。但无论在哪种情况下，安装人员都必须阅读所使用安装材料的说明。例如，尽管需要改变某些步骤（如夹紧压力等），但精密传感器过程也可用于半导体应变计的安装。其基本过程都是非常相似的。

第20章 温度传感器

John Fontes 高级应用工程师 Honeywell传感器与控制公司

由于温度对分子级的材料和过程有巨大影响，因此它是最常被检测的变量。温度被定义为相对于特定点的冷热程度，也被称为是物体或系统具有的热能数量。热能与分子能直接相关（包括分子中原子的冲击、摩擦以及振动）：热能越大，分子能也越大。

温度传感器能够检测物理参数的变化，比如电阻或者输出电压受温度影响发生的变化。温度检测共有两种基本类型。

- **接触式**温度检测要求传感器与被测媒介或者物体发生直接的物理接触。它可用于检测固体、液体或者气体在很宽范围内的温度变化。
- **非接触式**测量将热源的辐射能看作是电磁波谱的红外光。该方法可用于监视非放射型固体和液体，但是对气体无效，因为气体是透明的。

20.1 传感器类型和技术

温度传感器分为三种类型，即机电型、电子型和电阻型。后面各节将讨论每种传感器的构造以及如何用于测量温度和湿度。

20.1.1 机电型

*双金属型恒温器*是指，两种不同的金属在高温、高压条件下连接在一起形成的一种带状物。利用两种金属热膨胀率不同的特点，就可以将热能转换为机电运动。

常见的双金属恒温器技术有两种，即快动（snap-action）和挠动（creeper）。快动型器件利用既成的双金属盘实现近似瞬时的状态变化（由开到闭或者由闭到开）。挠动型器件则利用双金属条缓慢地打开或者闭合接触。打开的速度由所选用的双金属材料以及应用现场的温度变化量决定。

此外，还有可调节式的双金属型恒温器。通过旋转螺钉，引起内部发生几何变化，从而改变温度设定点。

*球状和毛细管型恒温器*利用膨胀或者接触液体时的毛细管运动形成或者破坏一系列电气接触。该液体被压缩在距离开关有150mm～2 000mm的真空管子内。这使得它的工作温度可以比大多数机电型器件略高一些。由于受到所用技术的限制，这类器件的开关动作与弹簧型器件相比更慢。

20.1.2 电子型

硅传感器利用半导体材料的球状电阻特性（而不是掺杂区内的节点特性）来测量温度。特别在低温区，硅传感器的电阻几乎随温度或者正温度系数（PTC）变化线性增长。IC型器件可以直接读出温度的数字值，因而无需A/D转换器。

红外测温仪。所有温度高于绝对零度（0K）的物体都会发出红外光。因而可以根据物体发射的红外光强度推算出其温度。

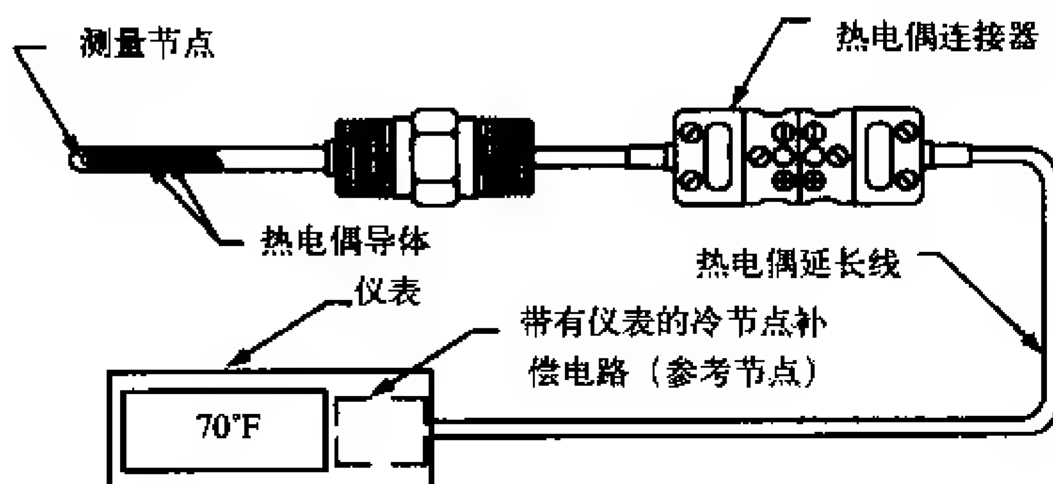
红外传感器能够测量物体发射的波长为4μm~20μm的红外光，并转换成可读的电压。典型的红外技术采用棱镜将辐射能聚焦到一个温差电堆上。由此产生的电压输出经过放大和调理后成为温度读数。

影响红外检测的因素包括反射性（度量材料反射红外光的能力）、传送性（度量材料传输或者通过红外光的能力）以及发射率（物体辐射能与被测表面的辐射能之比）。

发射率为0的物体是最好的反射器，而发射率为1.0的物体能发射100%的红外能。（发射率为1.0又称作“黑体”，在实际中并不存在。）

热电偶是由两种不同金属或者合金导体单点相连而成的器件。热电偶没有敏感元件，因此它与阻性温度元件（RTD）相比，受材料的限制更小，并且能够处理更高的温度。通常，它制造在裸露的导体上，并用陶瓷粉墨或者成型的陶瓷实现隔离。

所有的热电偶都有一个“热”节点的温度（测量）节点和一个“冷”（参考）节点。导体的一端（测量节点）暴露在被测温度点，而另一段则处于温度已知的环境内。如图20-1-1所示，冷节点可以是处于0°C（对应32°F）的参考节点或者是电子补偿仪表的接口处。



来源：Desmarais, Ron和Jim Breuer, “How to Select and Ues the Right Temperature Sensor.” Sensors Online. January 2001. http: //www.sensorsmag.com/articles/0101/24/index.htm。

图20-1-1 热电偶

当端点朝向不同的温度时，导线中电流的大小与两端温度差成比例。如果知道所用热电偶的类型、毫伏级电压的幅度以及参考节点的温度，那么就能得到测量节点处的温度。

根据热电偶的电压差或者EMF（电动力）与温度的响应就可以对热电偶分类。热电偶输出的毫伏级电压是材料组成和导体金属结构的函数。通常，会给出热电偶在整个温度范围内的标准或者特定误差，而不会给出它在特定温度下的值。

20.1.3 阻性器件

热敏电阻（或者称热敏感电阻）是一种电阻随温度变化而改变的器件。它们通常由两到三种金属氧化物烧结在陶瓷基座上而成，并且通过引线与半导体基片或者芯片相连，后者又被环氧树脂或者玻璃封装。

热敏电阻可分为两种：正温度系数型（PTC）和负温度系数型（NTC）。PTC型器件具有正极性变化，即其电阻值随温度的升高而增大；而NTC型器件则具有负极性变化，即其电阻值随温度的升高而减小。NTC型器件电阻的变化量通常较大，因此具有较高的灵敏度。此外它们还具有电路简单、响应速度快等优点。

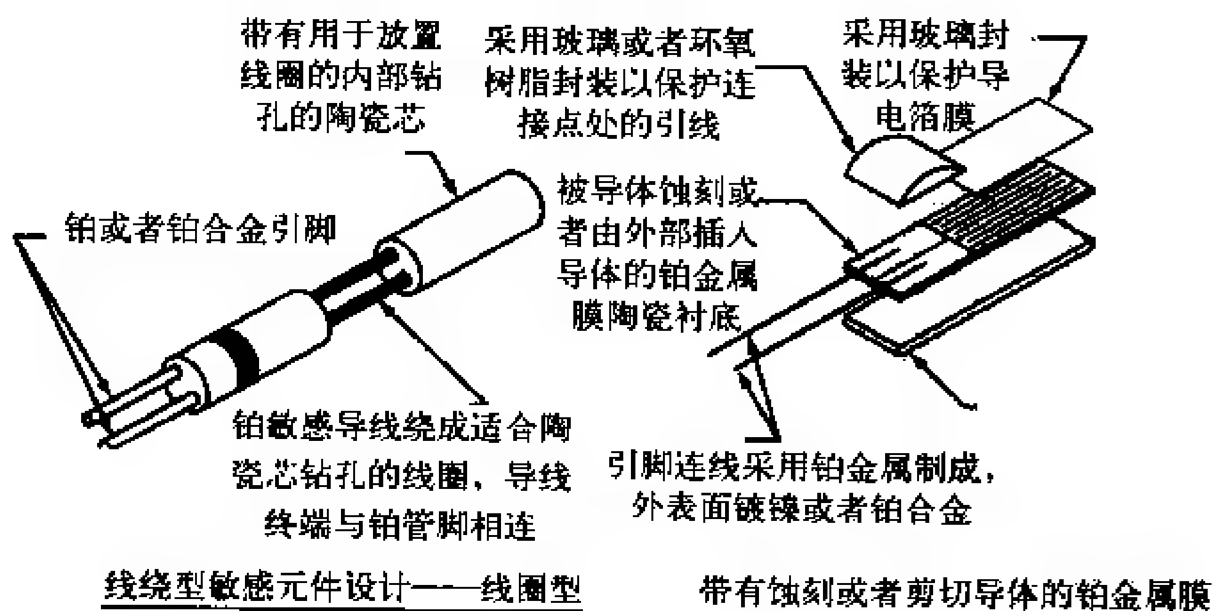
除采用金属氧化技术之外，还可以利用导电的聚合物制成PTC型器件。这种器件利用材料的相位变化来快速增加其电阻，从而可用于过流保护及过热保护。

和RTD器件一样，热敏电阻的阻值在特定温度下也有一定的正/负偏差。热敏电阻通常给出25°C下的标称值。

热敏电阻的阻值可以通过一定的电路（比如惠斯登电桥）实现线性化。通过查表法可以得到其电阻，进而实现开关函数或者驱动仪表。它们还可用于液位测量应用。

RTD（阻性温度器件）和热敏电阻一样，其电阻随温度变化而改变。RTD器件主要包括敏感元件、敏感元件与测量仪表之间的连线，以及在测量中为敏感元件提供定位功能的辅助机构。

这种金属敏感元件其实是一种电阻值随温度而变化的电阻器。这类器件通常包括一卷导线或者带有蚀刻导体或切片导体的导电薄膜。它通常位于陶瓷基底上，并且由陶瓷胶合剂或者玻璃封装（如图20-1-2所示）。



来源：Desmarais，Ron和Jim Breuer，"How to Select and Use the Right Temperature Sensor." Sensor Online. 2001年1月。http://www.sensorsmag.com/articles/0101/24/index.htm。

图20-1-2 敏感元件的设计

敏感元件应安装在可以迅速接触到被测温度点的位置。在大幅振动和冲击应用中，需确保线绕型器件固定牢靠。敏感元件与仪表之间的延长线可实现远距离测量电阻。

灵活绕线型和蚀刻银箔型RTD器件可用于各种标准电路。通常Kapton®、硅橡胶、聚酯薄膜或者清洁的聚酯纤维型电介质材料都可用作电气绝缘。可以利用压力敏感型黏合剂、传热型胶水、硅胶带或机械夹具等将这些材料安装在曲面或者不规则的表面上。这种结构特别适用于在大面积区域（如水管或者水箱的外表面）安装。此外，还可以将该结构集成在灵活的加热器电路中，以实现最优控制。

20.2 温度传感器的指标与选型

下面几节将介绍各种传感器之间的差异，包括温度、精度以及互换性等。同时还会指出每种传感器的优缺点。

温度传感器选型

1. 基本要求

如何才能选择最佳的温度传感器呢？一般说来，各种类型的温度传感器都能有效地测量温度，但是它们都有各自的优缺点。例如以下几项。

- 热敏电阻的精度高、应用范围最广、灵敏度最高、成本最低，但是它具有非线性并且温度测量范围有限。
- 热电偶的温度测量范围最宽并且在高强度的振动与冲击条件下经久耐用，但是它需要特制的延长引线。
- RTD的线性度好，并且精度高、工作稳定，但是体积大、成本高。
- 硅片型温度传感器成本低且线性度好，但是温度测量范围有限。

在选择温度传感器时需要特别注意的一点是传感器采用何种材料（每种材料都有温度限制）。此外，公差、精度以及互换性也很重要。公差是一种特殊的指标，通常会加上或减去特定的温度值。精度是传感器在整个温度测量范围内测量温度真值的能力。

无论传感器采用何种技术，用户的安全性是最重要的。绝不能贪图便宜而选择某种危险的传感器，而应选择在相同价格下性能最好的器件，并遵循制造商提供的使用指南和建议。

实际应用中，每个传感器都有其特有的使用要求和问题，这需要分别评估。这里需要考虑下述问题。

（1）实际应用是需要接触式测量还是非接触式测量？

如果实际应用中被测物是移动的，或者由于污染和危险等原因无法实现物理接触测量时，可选用红外式测量。

（2）需要传感器控制或者检测的温度范围有多大？

热电偶的温度测量范围最宽，可从−200～2 315°C。(有些具有该温度测量范围的器件未经ANSI标定）由于设计和材料不同，热敏电阻的温度测量范围为−100～500°C。双金属型恒温器的温度测量范围则为−85～371°C。

当需要测量低温时，RTD和硅片型传感器可以测量几乎等于绝对零度（0K）的温度。其最大可测温度温度约为150～200°C。而其辅助电路必须与传感器热绝缘，以确保不超出电路允许的工作温度。

对于非接触型器件（如红外型传感器），通常的测量范围是−18～538°C，超出该范围时就需要定制。

上述所有器件都允许被测温度超出传感器的可测范围，因而可以采用热电偶套管（thermowell）或将它们放在热源附近。但是，此时会影响测量精度和系统响应。

(3) 实际应用中，温度的变化速度有多快？

对于温度变化速度较快的应用（>1.0°C/min），就需要考虑传感器的质量，它决定了传感器的热惯性。对于温度变化极快的情况，传感器的质量必须充分小以确保它能更加精确地跟踪系统的变化。此外，还需考虑热电偶套管或者其他保护材料的质量和热传递能力。

由于受环境或其他要求影响导致传感器必须移动的应用，就必须进行设计验证测试。这需要使用两个或者更多的传感器同时检测系统的温度，然后再用一个传感器监测推荐位置处的温度。

(4) 如何将温度控制和监测紧密联系起来？

有些特殊的医学应用或者过程控制涉及化学反应，这要求稳度测量公差不超过±0.1°C。对于任何要求公差小于±1.7°C的应用，都需使用电子系统。在基于硅、RTD、热电偶或基于热敏电阻的应用中，系统公差都可以设计得极小。特别是RTD还具有最好的全局精度。

请记住，在某些应用中，器件精度和系统精度是完全不同的。如果系统精度不足+3°C，那么购买最昂贵的传感器也毫无意义。这时可以使用双金属恒温器，从而以更低的成本实现系统所需的精度要求。

(5) 是否要求系统级或器件级通过UL、CSA及FDA等机构的认证？

如果需要机构认证，那么器件选型则仅限于机电设备。必须检查制造商所用的电气负载与认证机构要求的一致。当负载不同时，仍可以对器件进行检测以允许其用于特殊应用。

在医学或其他应用中，除非采用快动型热敏电阻作为安全器件，否则不允许使用电子控制系统。由于电子系统的故障类型无法预测，因此应将热敏电阻设计成开路形式以防止出现过热。

(6) 在选择传感器时需考虑评估总成本有多重要？

在造价达数千美元的高端应用中，温度传感器的成本通常无关紧要。此时，选型的依据主要是系统的精度要求。如果所需的精度不超过±3°C，那么选用低成本的机电型器件或者基于热敏电阻的电路就可以了。当要求系统精度达±0.1°C时，就需

要更为复杂（并且更为昂贵）的器件。

对于消费类产品（如滴滤式咖啡器、爆米花）等低成本系统来说，传感器在系统成本中所占比重就大的多。在这类应用中，传感器的精度并不太重要，而成本和可靠性则更为重要。例如，商业级的热敏电阻可以可靠地测量高温，并且总成本不超过0.5美元。除了电路板、元器件、组装及波峰焊等的成本外，基于热电偶电路比基于热敏电阻的电路的价格高，但是由于热电偶电路的元件和焊接点更多，因此其可靠性反而更低。

最后的问题是，设计需要的精度有多高，而允许的成本价格又是多少？设计者应当考虑传感器应用的实际环境条件，以确保传感器的安全。

2. 机电型传感器选型

当采用机电型传感器时，器件选型极为重要。在大湿度或者腐蚀性环境中，强烈建议采用密封封装的器件。非密封型器件只能在制造商的指定的环境下使用，并且必须用环氧树脂或者某种双色膜将其密封。

在大振动和冲击应用中，器件设计很关键。典型的商业级热敏电阻仅依靠电枢弹簧将其压在接触盖上。这会导致在高振动条件下出现颤动和过早的接触故障。在遇到这类应用时，应当在设计阶段就向制造商咨询。

当检测低于−17.8°C（0°F）的温度时，应当在器件内部填充干燥气体以尽可能减小湿气在接触面凝结或者结冰。

应用的电负载应该严格遵从制造商声明的限制。在超出上述条件下使用器件时会缩短器件和应用的寿命。

应当根据器件所处的环境温度而不是工作温度来选型。一个器件通常要求在其材料允许的温度相似的范围内工作，但是它可能接近极高的温度。反复如此可能会导致器件性能恶化。

双金属型热敏电阻已经广泛使用了50多年，在滴滤式咖啡器和运载火箭等中都有应用。尽管它通常被用于低成本的控制方案，但是它还具有极高的可靠性，因此可以用于军事和航天领域。

当温度升高时，器件可能进入开路态或者导通态。根据所选器件的类型不同，该温度临界点位于−85～+371°C（−120～700°F）之间。

有些器件还采用了内部加热器以防止过流和温度越界。

双金属型传感器具有多种尺寸、结构以及测量范围。由于它们通常能够承受实际应用负载，因此无需附加电路就能直接使用。电流承载能力可从空载到25A。标准产品的精度可达±1.7°C（±3°F）。

在恒温器整个生命周期中，通常需要对它在一定负载下进行标定。并且，恒温器在工作和非工作时的性能有明显变化。

优点

- 可以直接于应用接口，响应速度快。
- 无需辅助电路/元件。

- 适用于密封型和非密封型设计。
- 驱动能力强（驱动电流大）。
- 工作温度范围宽。
- 基于应用/市场的价格。
- 经NASA验证具有高可靠性，并且可用于军用。

缺点

- 精度比大多数电子系统差。
- 尺寸比电子系统大。
- 挠性器件无法与电子器件接口。
- 在损坏时会出现“导通”故障。

球状和毛细管型恒温器具有单刀单掷型（Single Pole，Single Throw，SPST），单刀双掷型（SPDT）以及可调设置点（setpoint）型，其温度测量范围为-35～400°C（-31～752°F）。此外，它还能用于手动重置设计。

由于大电气负载与典型应用相关，并且它们的开关速度相对较慢，因此应采用极其坚硬的接触材料。这导致它们的初始接触电阻很大，因而无法用于低电流应用。

优点

- 控制器可放在远离被测点的地方。
- 可用于可能超出温度测量范围的系统。
- 工作温度范围宽。
- 电流承载能力大。

缺点

- 尺寸大。
- 价格较贵。
- 电压应用数量有限。
- 用户可编程。

3. 电子传感器选型

硅传感器可用于很多设计，它有各种输出形式以及各种价位的产品。其温度测量范围从低温（1.4K）至200°C。由于具有高灵敏度和近似线性的电阻曲线，因而它是很多应用的理想选择。

IC型电子传感器具有片上调理电路，它们可以直接向控制器或者仪表输出电压或者电流。由于它们具有存储器和IC，因而可以精确校正。它们可以有效工作在多传感器环境中（如通信网络）。

大多数IC传感器的输出值在一定范围内与温度成比例。尽管可以指定标准精度，但是通常可以在特定的温度进行标定。和基本温度控制与预测一样，通常直接在印制电路中合成各种温度补偿函数。

根据应用的不同，硅传感器可以设计成探测器中的一个元件或者通过贴片安装直接与PCB合成一体。利用基于硅片技术设计电路时必须特别小心。过流可能导致

传感器元件自身发热，因此会降低系统精度。

有些制造商已经开发出IC型设计，以替代某些应用中的恒温器。它们的特性是通过工厂编程设定的，也可以通过用户可编程设置点或者迟滞点决定。标准联合电子器件工程协会（JEDEC）就提出了这样的电路。

用户可编程型器件的工作参数可以通过外部电阻设置，或者让处理器通过两线接口以数字编程方式配置。

优点

- 价格比RTD低。
- 线性度比热敏电阻好。
- 输出能力强，因而比RTD或者热电偶更容易使用。
- IC型器件具有片上信号调理功能。
- 很多IC型器件含有与数据采集系统接口的总线型通信协议。

缺点

- 线性度比RTD低。
- 精度比电子型系统低。
- 价格比热敏电阻或者热电偶高。
- 温度范围有限。
- 热响应比其他电子型系统慢。
- 体积通常比RTD和热敏电阻大。
- 为完全浸没，需要更大尺寸的封装。
- 为控制应用负载，需要额外的元件和电路。

红外型（IR）测温仪。大多数红外器件都是便携的、电池供电或手持式的，并可以直接读出系统温度的数字值。它们也可以制成固定安装的设备，并通过光纤实现远程检测。其输出可用于显示或者控制回路。

针对实际的应用场合选择合适的器件是至关重要的。为了确保读数准确，被测对象必须完全处于测量系统的视场中。测量系统将决定视场内所有器件以及背景的平均温度。

有一些因素会影响器件和系统的性能。传感器与被测物之间的空气中的灰尘会吸收和反射部分辐射能量并将导致测量结果出现大幅变化。利用光纤可以缩短传感器与目标之间的距离从而使误差最小，但是此时必须考虑线缆自身能够承受的环境温度。

优点

- 允许非接触地测量移动物或危险物。
- 可使用光纤连接实现远程测量。
- 典型的温度测量范围是−18～+538℃（0～1 000℉）。
- 精度可达±1%。

缺点

- 测量精度受被测物表面光洁度的影响。

- 视场必须与目标的尺寸相匹配。
- 任何温度都可能影响读数。
- 光纤的波长必须与应用相匹配。
- 价格更高（超过200美元），如果需要控制电路价格还会更高。
- 难以校准并且费用高。
- 需要辅助元件/电路来控制应用的负载。
- 环境中的灰尘、气体或者其他蒸汽都会影响系统的精度。

热电偶是所有传感器中温度测量范围最宽的器件，为−200～+2 315°C（−328～+4 200°F），并能用于各种环境，如表20-2-1所示。它们的结构很简单，因而能够抵抗高强度的机械冲击与振动。它们的尺寸很小，因而能够快速地响应微小的温度变化。

表20-2-1 热电偶的应用信息

	应用信息
E	适用于连续不断的氧化性或惰性气体环境 低温时的误差限制不确定。是同类热电偶中热点输出最大的一种
J	适用于真空、还原性或惰性气体、带有缩短使用寿命的氧化性气体等环境。在高于1 000°F（538°C）的温度下铁会迅速氧化，因此在高温环境下建议使用高标号导线。不应将裸露的器件暴露在高于1 000°F（538°C）的硫化气体中
K	适用于连续的氧化性或者中性气体。最常用于温度高于1 000°F（538°C）的场合。如果将其暴露在硫磺中就会被损坏。某些低氧浓缩物的正极性脚上的铬氧化物导致“绿色腐朽”，而很多负极性标定在1 500～1 900°F（816～1 038°C）范围内的漂移最为严重。通风或者利用充满惰性气体的保护管可以防止出现上述情况
N	可用于K型器件因氧化和出现“绿色腐朽”而缩短寿命或者出现稳定性问题的场合
T	可用于氧化性、还原性或者惰性气体以及真空环境中。在潮湿空气中无法经受腐蚀。在低温下会出现误差限制
R&S型	适用于高温条件。必须用非金属型容器和陶瓷隔离。在高温条件下持续工作会引起颗粒增长，并导致机械故障。用铑扩散到纯铂引脚上以及铑挥发都会引起校正漂移。R型器件用于工业，而S级则用于实验室
B型	和R&S型一样，输出都比较小。但是可测温度更高，并且对晶粒生长（grain growth）不敏感

注：来源为Desmarais，Ron和Jim Breuer，“How to select and Usethe Right Temperature Sensor.” Sensors Online. 2001年1月. http://www.sensorsmag.com/articles/0101/24/index.htm。

如果采用不同材料的组合，那么可以在不同温度下会产生更高的输出电压。从而产生近似线性的电压曲线。这使得热电偶比仪表或者控制器的接口更简单。

当传感器暴露在腐蚀性或者氧化性环境中，就必须使用热电偶套管或无机物引线的不锈钢探针等保护热电偶器件。

热节点热电偶可以采用三种连接方式。

暴露的连接。敏感头可由两种不同的导线通过熔接（welding）、焊接（soldering）、压接（crimping）或者硬钎焊（brazing）而形成"热节点"。这是响应速度最快的一种连接方式。

接地的连接。热节点熔接到保护性金属皮的内部后可以保护节点，但是会影响热响应。这还使得器件更容易受到EMI干扰。

非接地连接。热节点与它的金属皮直接通过热传导材料实现电气隔离。这增加了热滞后，但是却能使节点免受EMI影响。

暴露的热节点容易被氧化和腐蚀。这可以使用接地或者不接地的热电偶套管和不锈钢蒙皮实现保护。但是，这会显著影响系统精度。

接地的热节点可以保护传感器。但是它会增大热响应时间，并导致传感器容易受到EMI干扰。此外，它还会增大传导误差和辐射误差。

非接地型热节点也可以保护传感器。但是，由于传感器与蒙皮或者热井隔离，因此EMI干扰要小得多。这样设计的代价是，传导性误差和辐射误差更大，并且响应速度更慢。

优点

- 由于尺寸小，因而温度响应速度快。
- 相对便宜。
- 温度测量范围宽。
- 比RTD更耐用，因而适合高冲击或振动应用。
- ANSI发布的校准类型。

缺点

- 在腐蚀性环境中必须做防护。
- 小号的导线不如大号的稳定，并且寿命更短。
- 使用镀铜型仪表引线时，若环境温度发生变化会引起误差。
- 需要特殊的延长线。
- 需要参考节点补偿。
- 在中高温应用中不如RTD稳定。
- 对于关键应用，需要通过测试来验证它在受控条件下的性能。
- 需要额外的元件和电路来控制应用的负载。

4. 阻性传感器选型

热敏电阻的构成使得它们是迄今为止对温度变化最敏感的传感器。由于它们不含铂之类的贵金属，因此它们比线绕型RTD还便宜。热敏电阻的尺寸小，因而适合多种应用。此外，它们还可以压膜到保护封装中以提高耐用性。

但是，由于受到热敏电阻所用材料的影响，其温度测量范围（−100～300℃）比RTD或者热敏电阻都小。并且由于它们的电阻与温度的关系呈非线性，因此只能在非线性最小的很窄的温度范围内使用。PTC型热敏电阻的可用温度测量范围比

NTC型的还要小。

热敏电阻的另一个缺点是它们损坏时呈导通态。这会使得系统仍能得到温度读数，而无法反映出是器件故障。

和RTD一样，热敏电阻也是无源器件。它们必须得到电气输入才能工作。在电源负担很重或者需要与IC接口的应用中，可能需要使用电池作为后备电源。

此外，在应用中还需考虑热敏电阻器件的质量和自身发热问题。由于它们是电阻型器件，因此它们会向被测环境传递热量。随着应用环境温度的升高，器件的电阻也会随之减小，自身发热就更严重。如果热敏电阻的质量大且散热能力强，那么上述影响就可以忽略。但是，从系统精度要求出发，还是需要考虑上述影响的。

热敏电阻并没有标准的电阻—温度关系，因此存在互换性问题。这会增加制造商修改设计的成本。大多数制造商通过热敏电阻专门的电阻特性曲线，通常表示为25°C下电阻的比值。

热敏电阻可能很耐用，也可能很脆弱。珠粒型热敏电阻的引脚通常极薄，因此在大冲击或者振动应用中必须固定牢靠。在这种环境中，珠粒体自身也要固定牢靠。

暴露在高温环境时，会影响传感器的长期稳定性。有些陶瓷材料，特别是那些低阻抗型器件，会表现出与原始电阻曲线不同的情况。

在关键性应用中，应当在设计阶段咨询制造商，以确保选型合理。在腐蚀性环境中，环氧树脂封装的珠粒型热敏电阻的性能会在短时间内有所下降。对这类应用，应采用玻璃封装型器件或者探针型安装的器件，尽管成本会略有增加。

优点

- 器件成本低。
- 温度响应速度快。
- 电阻随温度变化大，因而精度更高。
- 尺寸极小，因而对温度变化反映更快，并且能够安装在各种场合。
- 具有线性电阻型器件。
- 电阻值大，因此无需补偿器件管脚的电阻。

缺点

- 温度测量范围有限。
- 可暴露的温度比RTD或者热电偶都低。
- 没有标准的电阻。
- 自身发热可能影响测量精度。
- 存在非线性电阻变化，因此在要求高精度时需要额外的器件/电路。
- 器件数量增多，因而系统可靠性下降。
- 需要额外的电阻或电路来控制应用的负载。

RTD型器件可用于各种消费类应用，如汽车、恒温器、小家电、电烤箱、电冰箱、空调、火炉以及即热型加热器等。它们还广泛用于工业场合，如过程控制、电子电路和装配、打印机、笔记本、计算机、电源、电池、电机和轴承温度、HVAC

(Heating, Ventilation and Air Conditioning，暖通空调)、仪器仪表以及温室等。医学应用包括呼吸机、培育器、恒温箱和一次性用品。由于RTD的结构简单，因此其性能随时间变化很小，通常不受环境条件的影响。

RTD器件通常由具有正温度系数（其电阻随温度变化而改变）的材料制成，最常用的材料有铜、镍、镍—铁合金、钨和铂。

然而，铂可以承受超过1 200°F的温度，并可被看作阻值最精确、最稳定、最容易预测的电阻。它的可用温度测量范围比镍、铜或者镍—铁合金的都高，参见表20-2-2。此外，铂的电阻变化的线性度最好，因而最易使用。

表20-2-2 敏感元件的材料和温度测量范围

材 料	可用的温度测量范围
铂	−450~1200°F
镍	−150~600°F
铜	−100~300°F
镍/铁	32~400°F

注：来源为Desmarais，Ron和Jim Breuer. “How to Select and Use the Right Temperature Sensor.” Sensors Online. 2001年1月. http://www.sensorsmag.com/articles/0101/24/index.htm。

由于铂的自然电阻很小，因此它必须在陶瓷核上用细线绕制很长才能得到100Ω的电阻。这是RTD型器件的标准阻值。更小阻值的RTD器件也有，但是其产生的信号难以读取。

其他材料（如铜）也可以用于制造低成本的RTD器件。铜的电阻变化的线性度比铂好。但是，它的温度变化范围小，并且易被腐蚀，而铂则不怕。铜和镍—铁合金型器件容易受到腐蚀性或潮湿环境的影响，因此在上述环境中必须隔离它们。

敏感元件与测量仪器之间的连线通常使用镍、镍合金、镀锡的铜线，镀银的铜线或者镀镍的铜线，并且用PVC、FEP Teflon®、TFE Teflon®或者光纤隔离。所选材料会影响RTD可应用的温度。

制造商通常提供低温和高温产品。低温型产品的温度测量范围是400~500°F，并且由Teflon隔离的镍或者环氧树脂包裹的镀银铜导线组成。高温型产品的温度测量范围是900~1 200°F，并且使用光纤隔离，和陶瓷包裹的镀镍铜线。

RTD器件可以安装在各种材料上。最常见的是，将敏感元件和导线插入单端封闭的不锈钢管，并填入振动阻尼或者传热材料（如陶瓷粉末）。

RTD器件中的敏感元件在特定温度下具有特定的电阻。很多机构都提出了RTD器件的标准阻值曲线，从而可以方便地替换不同制造商的RTD产品。

当在电路中使用RTD器件时，必须考虑连接电阻。如每个管脚引线会增加0.33Ω的电阻，这相当于引入1°C误差。

在应用中还需考虑器件的质量和自发热。由于它们属于电阻器件，因此它们会向被测环境传递自身的热量。当应用环境的温度升高时，器件的电阻会减小，这又

使自发热更严重。如果器件的质量大且散热能力强，那么上述影响就可以忽略。但是，从系统精度要求出发，还是需要考虑上述影响的。

优点

- 精度高，测量的重复性好。
- 温度测量范围宽，根据类型不同，可以为−200～+650℃（−328～+1 202℉）。
- 时间稳定性好：>0.1℃/年。
- 输出电压比热电偶大。
- 电阻线性度极好。
- 电阻阻值可在实验室确定，而不会随时间发生明显改变。
- 可以检测点或面。
- 器件差异小，因而互换性更好。
- 可以使用标准仪表线缆将它们连接到控制设备。
- 具有符合工业标准的电阻曲线。

缺点

- 成本比热敏电阻或者热电偶更高。
- RTD的自发热会影响系统的测量精度。
- 尺寸比热敏电阻或者热电偶大。
- 在大幅振动和冲击环境中不如热电偶耐用。

20.3 适用标准

20.3.1 标准机构

美国标准协会（ANSI）：http://www.ansi.org

一个在美国注册的私营、非盈利组织，致力于自愿标准化和一致性评估系统。美国材料与测试协会（ASTM）：http://www.astm.org

世界最大的义务从事标准发展工作的组织。发展和出版自愿统一的材料、产品、系统和服务的标准。

加拿大标准化协会（CSA）：http://www.csa.ca

一个非营利性基于会员关系的组织，为加拿大和全世界的商业、工业、政府和消费者提供服务。发展各类标准用以增强公共安全与健康、提高生活水平、帮助保护环境及促进贸易。

仪器、系统和自动化协会（ISA）：http://www.isa.org。

帮助增强理论、设计、制造和使用传感器、仪表、计算机及各种应用中的测量与控制系统的能力。

国际电子技术协会（IEC）：http://www.iec.ch

准备和发布所有电气、电子及其相关技术方面的国际标准。

国际标准化组织（ISO）：http://www.iso.ch/en/ISOOnline.openerpage

由全世界146个国家的标准局联合的组织，主要从事国际组织、政府、工业、商业和消费者代表之间的合作。

日本标准协会（JSA）：http://www.jsa.or.jp/default_english.asp

目标是"教育公众关心工业界的标准化和统一，从而为技术改进和提高生产率做贡献"。

国家标准与技术局（NIST）：http://www.nist.gov

成立于1901年，NIST是美国商业部技术署下设的非管理性的联邦机构。它的任务是发展和提升测量、标准及技术，以提高生产率、促进贸易、改善生活质量。

注意：所有的测试和标定baths采用"1990年版国际温度刻度"（http://www.its-90.com）为参考，并使用Hart Scientific公司（http://www.hartscientific.com/）的仪器测量。

20.3.2 工业组织

美国质量学会（ASQ）：http://www.asq.org/

目标是通过加强学习、改善质量和交流知识来改善工作和通信。为美国国会、政府机构、州立法机构以及其他团体和个人提供质量相关的建议。

国际测量联盟（IMEKO）：http://www.mit.tut.fi/imeko/

由36个组织组成的非政府联盟。旨在促进测量和仪器领域科学和技术的国际交流以及来自各个研究机构和工业领域的科学家和工程师的国际合作。

国家标准实验室联合会（NCSL 国际）：http://www.ncsli.org/

个人从事测量科学各方面工作的专业协会。

Underwriters实验室（UL）：http://www.ul.com

一个从事产品安全测试与认证的的独立的非盈利性组织。

20.3.3 适用标准和指标

1. 机电设备

MIL-PRF-24236

开关和（双金属型和金属型）的通用指标

发布单位：美国国防部防御供应中心

ANSI Z21.21

恒温器，气体器械

发布单位：美国标准协会

UL873

温度指示和调整设备的标准

发布单位：Underwriters实验室

CAN/CSA 22.2 No.24-1993

温度指示和调整设备的标准

发布单位：加拿大标准化协会

2. 热敏电阻

MIL-PRF-23648
电阻、热敏电阻隔离方面统一标准
发布单位：美国国防部防御供应中心

ANSI/EIA 337
玻璃封装的热敏电阻珠粒、玻璃探针和玻璃杆内的热敏电阻的通用指标
发布单位：美国标准协会

ANSI/EIA 275
热敏电阻的定义和测试方法
发布单位：美国标准协会

3. 热敏电阻类

ANSI MC96.1
热电偶的通用指标
发布单位：美国仪器仪表协会

MIL-T-24388
船用阻性温度器件（RTD）和热电偶的通用指标
发布单位：美国海军海洋系统指挥部

4. RTD

IEC-751
阻性温度器件（RTD）的电阻标准
发布单位：国际电子技术委员会

JIS C 1604
阻性温度器件（RTD）的电阻标准
发布单位：日本标准协会

DIN 43760
镍材料阻性温度器件（RTD）的电阻标准
发布单位：荷兰标准院

BS 1904
阻性温度器件（RTD）的电阻标准（和IEC 751相同）
发布单位：英国标准化协会

SAMA RC21-4-1966
阻性温度器件（RTD）的电阻标准
发布单位：科研装置制造者协会

MIL-T-24388
船舶使用的阻性温度器件（RTD）和热电偶的通用标准
发布单位：美国海军海洋系统指挥部

20.4 接口和设计信息

任何一种传感器需要讨论的最重要的技术是传感器的位置。

在控制应用中，温度变化率相当低，传感器应当尽可能靠近热源。这样，热滞后最小。热源将周期性地循环；但是，它会消除应用的欠调和超调电压。

由于材料的导热性或者由于被加热的质量的变化频率的影响，温度的变化率很快，因此传感器应当尽可能靠近被测位置。这会导致热源的周期更长，并且增加工作的波动。在基于电子的系统中，利用PID控制器可以使它们的波动最小。

无论何时，都要使传感器、热源和被加热质量块之间的距离尽可能小。这会使热滞后、工作温度波动和功耗最小。

20.4.1 双金属型、球状型和毛细管型恒温器

机电型传感器通常采用极简单的元件与其应用系统接口。尽管它们会随温度升高而导通或者关断，但是它们能够妨碍功率电路去控制或者关断其他电路、启动报警电路、打开风扇等。

在大多数情况下，恒温器与功率源的一个引脚相连。当达到应用温度时，它会启动或者关闭相应的电路。

当应用所使用的负载超出恒温器的承受能力时，可以将恒温器与一个继电器、接触器或者其他功率开关器件相连。

20.4.2 电阻和精度

传感器的精度是制造公差和任何额外校正的函数。校正可以将RTD的精度提高到产品公差的10倍。从表20-4-1中的精度值可以看出，经过精密裁减的RTD在冰点温度下R_0的公差为±0.1%。表20-4-2给出了精密裁减型铂RTD的薄膜电阻值。经过精密裁减的薄膜型和线绕型的RTD（α值为0.003 85）的公差都符合IEC 751 Class B标准。

在合适的尺寸下，通过激光微调可以将温度测量范围为0～150°C的RTD的阻值调整到精密可换的，或者将冰点温度时的电阻调整为严格等于100Ω或者1 000Ω。激光调整技术还能使RTD的电阻与特定温度下的α值对应。

表20-4-1 精度和温度的关系

冰点，α值	1000Ω 0.003 75	100Ω 0.003 85	100Ω 0.003 902
温度（°C）		±Δ电阻（Ω）	
−200	5.1	0.5	0.5
−100	2.4	0.3	0.3
0	1.0	0.1	0.1
100	2.2	0.2	0.2

（续）

冰点，α值	1000Ω 0.003 75	100Ω 0.003 85	100Ω 0.003 902
温度（°C）		±Δ电阻（Ω）	
200	4.3	0.4	0.4
300	6.2	0.6	0.6
400	8.3	0.8	0.8
500	9.6	1.0	1.0
600	10.4	1.2	1.2
温度（°C）		±Δ温度（°C）	
−200	1.2	1.2	1.2
−100	0.6	0.6	0.6
0	0.3	0.3	0.3
100	0.6	0.6	0.6
200	1.2	1.2	1.2
300	1.8	1.8	1.8
400	2.5	2.5	2.5
500	3.0	3.0	3.0
600	3.3	3.6	3.6

* 这些数据都取自精密裁减型RTD。

表20-4-2　铂RTD的电阻和温度的关系

冰点，α值 &RTD类型	1000Ω 0.003 75铂薄膜型	100Ω 0.003 85铂薄膜型	100Ω 0.003 85铂WW型	100Ω 0.003 902铂WW型
温度（°C）		电阻（Ω）		
−200	199.49	18.10	18.10	19.76
−180	284.87	26.81	26.81	28.01
−160	368.57	35.35	35.35	36.17
−140	450.83	43.75	43.75	44.27
−120	531.83	52.04	52.04	52.31
−100	611.76	60.21	60.21	60.31
−80	690.78	68.30	68.30	68.27
−60	769.01	76.32	76.32	76.22
−40	846.58	84.27	84.27	84.15
−20	923.55	92.16	92.16	92.08
0	1000.00	100.00	100.00	100.00
20	1075.96	107.79	107.79	107.92
40	1151.44	115.54	115.54	115.84
60	1226.44	123.24	123.24	123.76

（续）

冰点，α值 &RTD类型	1000Ω 0.003 75铂薄膜型	100Ω 0.003 85铂薄膜型	100Ω 0.003 85铂WW型	100Ω 0.003 902铂WW型
温度（℃）	电阻（Ω）			
80	1300.96	130.89	130.89	131.69
100	1375.00	138.50	138.50	139.61
120	1448.56	146.06	146.06	147.53
140	1521.63	153.57	153.57	155.45
160	1594.22	161.04	161.04	163.37
180	1666.33	168.46	168.46	171.29
200	1737.96	175.83	175.83	179.21
220	1809.11	183.16	183.16	187.14
240	1879.78	190.43	190.43	195.06
260	1949.96	197.67	197.67	202.98
280	2019.67	204.85	204.85	210.90
300	2088.89	211.99	211.99	218.82
320	2157.63	219.08	219.08	226.74
340	2225.89	226.12	226.12	234.66
360	2293.66	233.12	233.12	242.59
380	2360.96	240.07	240.07	250.51
400	2427.78	246.98	246.98	258.43
420	2494.11	253.83	253.83	266.35
440	2559.96	260.65	260.65	274.27
460	2625.33	267.41	267.41	282.19
480	2690.22	274.13	274.13	290.11
500	2754.63	280.80	280.80	298.04
520	2818.55	287.42	287.42	305.96
540	2881.99	294.00	294.00	313.88
560	2944.96	300.53	300.53	321.80
580	3007.44	307.01		
600	3069.44	313.44		
620	3130.96	319.83		
640	3191.99	326.18		
660	3252.55	332.47		
680	3312.62	338.72		
700	3372.21	344.92		
720	3431.32	351.08		
740	3489.95	357.18		
750	3519.09	360.22		

20.4.3 测温电路

两线制电路。惠斯登电桥是最常见的测量RTD电阻的电路。由于R_T会随温度变化增大或减小，于是V_{out}也会相应地增大或减小。可以采用运放来观测V_{out}。引线电阻L.1和L.2会直接增加到电桥中RTD的引脚上（如图20-4-1所示）。

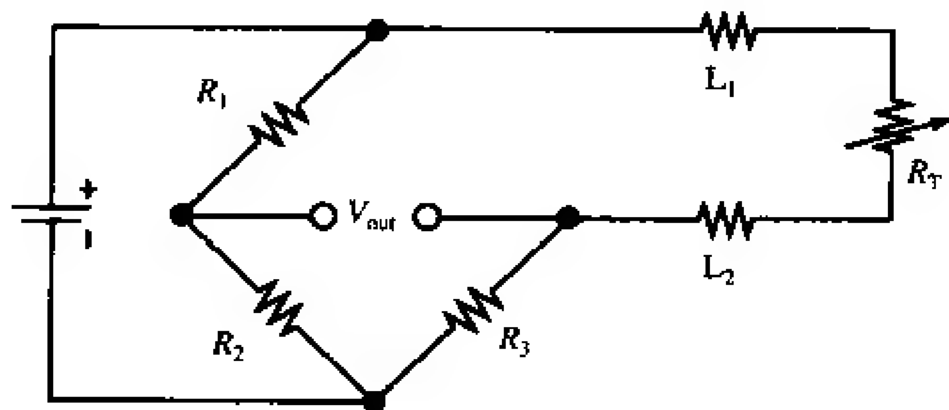


图20-4-1 两线制测温电路

三线制电路。在该电路中，L_1和L_3承载电桥的电流。当电桥平衡时，没有电流流过L_2，因此无法观测到L_2的引脚电阻。当R_T变化时，电桥就不再平衡。利用运放来观测V_{out}并且阻止电流流过L_2。由于L_1和L_3位于不同的桥臂上，因此，当L_1=L_3时，就可以消除上述影响（如图20-4-2所示）。

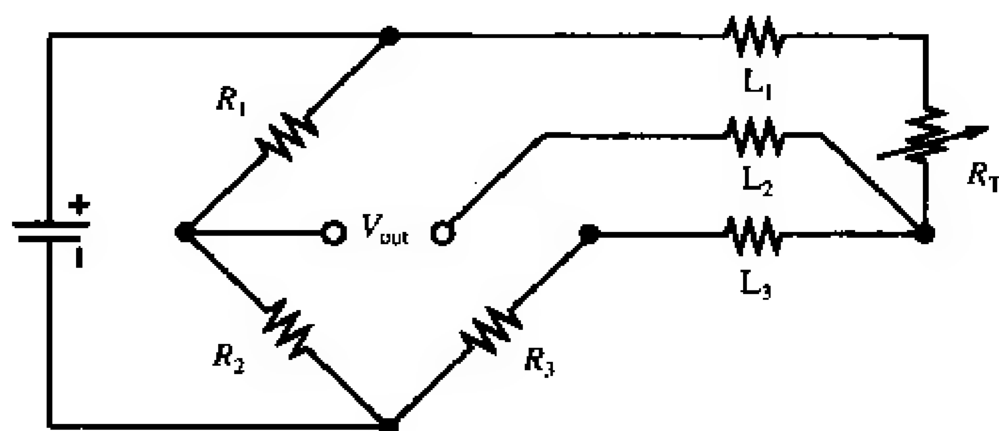


图20-4-2 三线制测温电路

四线制电路。四线电路采用恒流源消除$L_1 \neq L_4$时的引线影响。利用运放可以观测V_{out}并且防止电流流过L_2和L_3（如图20-4-3所示）。

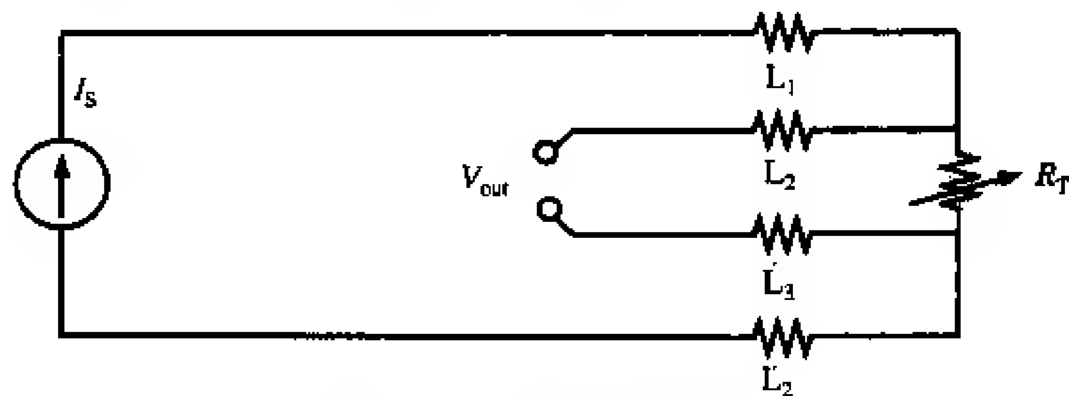


图20-4-3 四线制测温电路

温度开关。在下面的电路中，无论RTD的温度是否升高到固定值T_1，它都将产生一定的输出电压。集电极开路型（OC型）输出可以简化电路与外部电路的接口（如图20-4-4所示）。

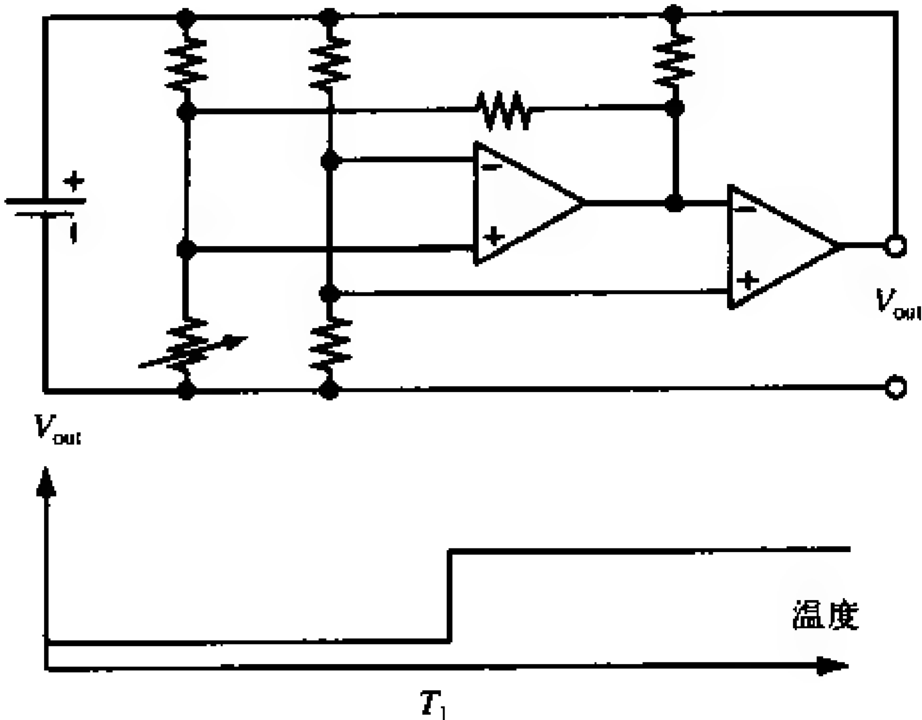


图20-4-4 温度开关电路

带有滞后功能的温度开关。下面的电路利用输出端的正反馈施加到RTD上，以实现开关动作的滞后功能。一旦导通，外界温度必须下降到正反馈偏置以下，才能关断（如图20-4-5所示）。

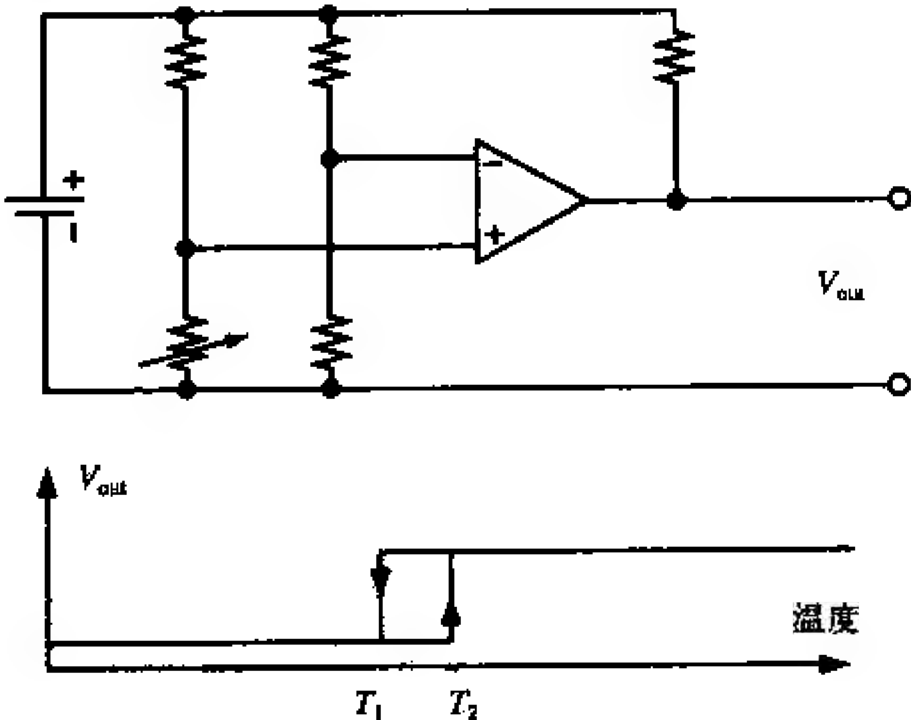


图20-4-5 带有滞后电路温度开关

20.4.4 热传导方程和RTD的自发热

热流动。热传导方程（如图20-4-6所示）决定了时间响应和其他热流动现象。热

传导方程的解包括一个与时不变的最终温度分布和一系列呈指数衰减的正交函数之和，其中后者描述了温度从初始条件$f(x)$到终止条件的变化过程。

注意：不要将图20-4-6中方程使用的α与描述RTD的R-T曲线α参数混淆。

热传导方程：$\alpha^2\nabla^2 u = \frac{\partial u}{\partial t}$

$\alpha^2 = \frac{K}{ps}$ =热扩散能力（m^2/s）

K=热传导能力（J/s · m · °C）

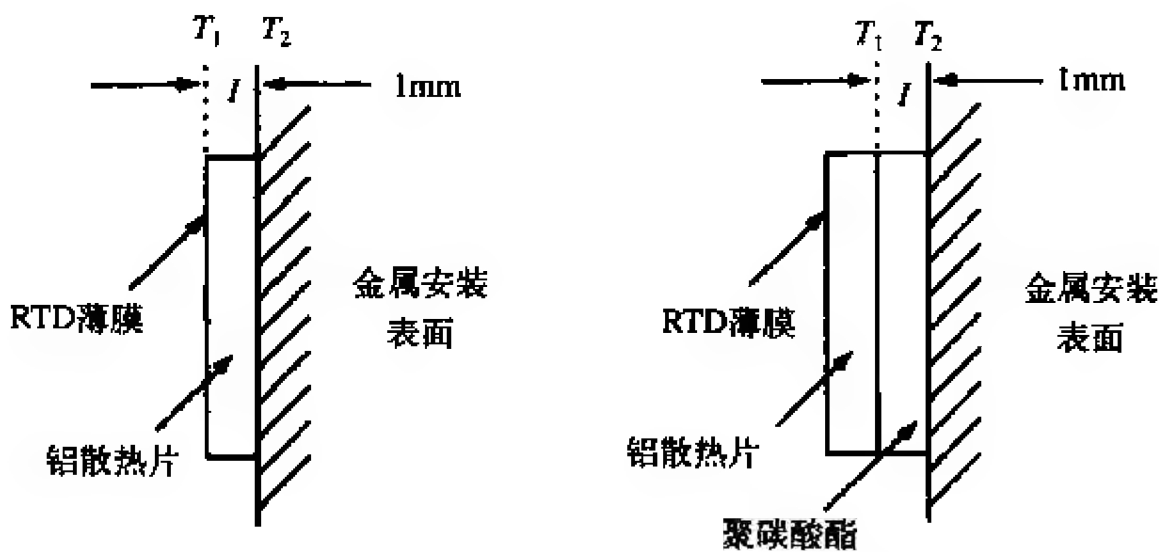
p=密度（kg/m^3）

s=比热（J/°C）

图20-4-6 热传导方程

根据热传导方程，可以计算安装在热传导能力很强的表面（如金属的表面）上的薄膜型RTD的热传导能力。由于RTD器件很薄，可以将该问题近似为x方向的一维解$u(x,t)$，具体参见图20-4-7。

自发热。一旦考虑RTD的电阻发热问题，就必须满足图20-4-8中的方程（它定义了热传导能力）。



$$u(x,t) = (T_2 - T_1)\frac{x}{l} + T_1 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n e - n^2\pi^2\alpha^2 t / e^2 \sin\left[\frac{n\pi x}{l}\right]$$

$$b_n = \frac{2}{l}\int_0^l \left[f(x) - (T_2 - T_1)\frac{x}{l} - T_1\right]\sin\left[\frac{n\pi x}{l}\right]$$

$f(x)$为$t=0$时刻的温度散发量

图20-4-7 运用热传导方程

$$j_u = -K\frac{\partial u(T)}{\partial x}$$

图20-4-8 热传导方程

利用上述热传导方程作为求解RTD表贴安装时热传导问题的边界条件，$u(x,t)$就会得到图20-4-9所示的自发热关系。

例1：利用低热阻抗情况下的结果，可以检查HTL-700器件在0°C、0.254mm（0.01in）厚铝制散热片（扩散能力为k J 38W/m°C）和冰点电阻为1000Ω条件下的自发热情况。这里由2.3mA电流引起的自发热误差可以忽略，它仅有0.02°C。

例2：检查高热阻抗情况下的结果，可采用相同的RTD，并把它内嵌在塑料或者环氧树脂封装（如TO-92）内。这可以近似成插入1mm厚、扩散能力为0.199W/m°C的聚碳酸酯，此时2.4mA电流将产生12.4°C的偏置误差。

$$\frac{P}{A} = \alpha^2 u'(0)$$

P= RTD的热耗散功率$=V_+^2/R\,(T)$

A= RTD的表面积

得到结果

$$\frac{P}{A} = \alpha^2 \frac{(T_2 - T_1)}{l} \text{ 或 } T_1 = \frac{lP}{\alpha^2 A} + T_2 = \frac{lV_+^2}{\alpha^2 AR(T)} + T_2$$

图20-4-9 自发热关系

将塑料压缩封装的RTD安装在热传导能力较好的散热片上时，它会表现出比相同的非压缩型RTD更大的温度偏置误差。但是，在空气测量时，将得到相反的结果，参见表20-4-3。

表20-4-3 在静止空气中的温度偏置

RTD电流	陶瓷SIP封装	压缩式封装
0.1mA	<0.02°C	<0.02°C
1.0mA	0.83°C	0.50°C

结论：当传感器封装的热传导能力比被测环境的热传导能力差时，传感器的封装会增加自发热。更为重要的是，工作电流越低，导致的自发热误差也越小。

20.5 最新进展和未来展望

传感器制造商目前正在研究能够长期测量越来越高温度的温度传感器。例如，Honeywell公司就正在同涡轮增压器（turbo charger）厂商共同研制RTD和热敏电阻，以适应高达1 100°C的应用要求。

由于对飞行器燃料效率的要求越来越高，这也促进了温度传感器的发展。2005年研制EURO 4型火箭的标准和美国LEV的标准时，引擎制造商试图让尺寸越来越小的发动机提供越来越大的功率。目前的方向是越来越多地使用涡轮增压器实现小尺寸发动机。高温传感器允许控制系统监测气体消耗发动机的性能以及涡轮增压器的过热现象。

参考文献与资源

1. Bakker, A. "CMOS Smart Temperature Sensors: An Overview." Proceedings of IEEE Sensors 2002. Piscataway, NJ: IEEE, 2002.

2. Bakker, A. and Jonah H. Huijsing. *High Accuracy CMOS Smart Temperature Sensors*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000.
3. Desmarais, Ron and Jim Breuer. "How to Select and Use the Right Temperature Sensor." *Sensors* 18 (2001):24-36.
4. Honeywell web site, temperature sensor information: http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/temperature/#technical
5. Honeywell web site, thermistor information: http://content.honeywell.com/sensing/hss/thermal/product/thermisters.asp
6. Mathews, David. " Choosing and Using a Temperature Sensor." *Sensors* 17 (2000):54-57.
7. Measurements Science Conference (MSC): http://www.msc-conf.com/
8. Quelch, D. "Humidity Sensors for Industrial Applications." International Conference on Sensors and Transducers, Vol. 1. Tavistock, UK: Trident Exhibitions, 2001.
9. Scolio, Jay. "Temperature Sensor: ICs Simplify Designs" *Sensors* 17 (2000): 48-53.

第21章　纳米技术传感器：可能性、现实性与应用

Sharon Smith Lockheed Martin公司　David J. Nagel 乔治·华盛顿大学

（本文经授权摘自2003年11月*Sensors*杂志）

纳米技术是小尺度技术中一个颇具前景的崭新分支，据其针对的尺度单位——纳米（0.001μm)而命名。传感器制造和使用行业将受到纳米技术当前及未来进一步发展的影响。通过在原子、分子级控制物质，纳米技术使人们能够制造新的实用材料、设备和建立新系统，以及探索新的物质性质和现象[1]。认识到大部分生物化学传感器和很多物理传感器都是基于纳米级的物质的相互作用力这样一个事实，就会了解纳米技术对传感器世界的影响。

这种始于宏观技术小型化的趋势，带来了微技术的蓬勃发展。集成电路、光纤、微光学元件和微机电系统方面的成就使传感器体积更小、灵活性更强、成本更低。电子、光学和机电微技术都从中受益。随着微型材料的不断使用，纳米技术、生物技术和信息技术将融合成一体，这对每门学科都有所裨益。事实上，尺寸更小、重量更轻、电源要求更适中、敏感性更好、专用性更强只是传感器设计上的进步之一。

纳米传感器（nanosensor）和使用纳米技术的传感器（nano-enabled sensor）可应用于运输、通信、建筑设施、医疗、防护和国家安全（包括国防和军事行动）等诸多行业。例如，检测化学药品和生物制剂的纳米线传感器[2]，置于宇航员血细胞中检测早期射线损伤的纳米传感器[3]，还有检测并杀死肿瘤的纳米“炮壳”[4]。不少新兴企业为了占据先机已经开始研发这些设备。从1997年至2003年，对纳米技术的资金投入翻了5番，目前仍在增加[5]。因此，现在应该对这个微小新世界的可能性和局限性好好分析一下。

21.1　可能性

纳米技术这一当今全球研究热点是20世纪末几项科技进展之一。其中尤其重要的一点是，通过诸如扫描探针显微之类的技术，人们能够自主的控制单个原子，也就是原子“堆砌”。如同当初发现原子和分子级上的材料具有某些新的有用性质（部分由于表面效应和量子效应）一样，金银纳米颗粒的大量生产这一初步成功吸引了同样甚至更多的关注。

另一项重大发明是碳纳米管(CNT)，这是一种由碳原子构成的极窄而又中空的圆

柱体。例如单壁和多壁碳纳米管，它们具有像DNA或蛋白质生物传感器一样的功能。单壁纳米管具有不同的几何形状，如图21-1-1所示。根据碳原子的排列方向，碳纳米管可表现出导体或半导体的性质。另外，碳纳米管能在特定位置植入且植入后仍可受控制，这种能力和前述性质使碳纳米管将来很有可能在电子器件和传感器方面获得重要应用。例如，单个或一系列碳纳米管可以用来制造电子器件中的场效应管，或用作传感器中的生物探针。

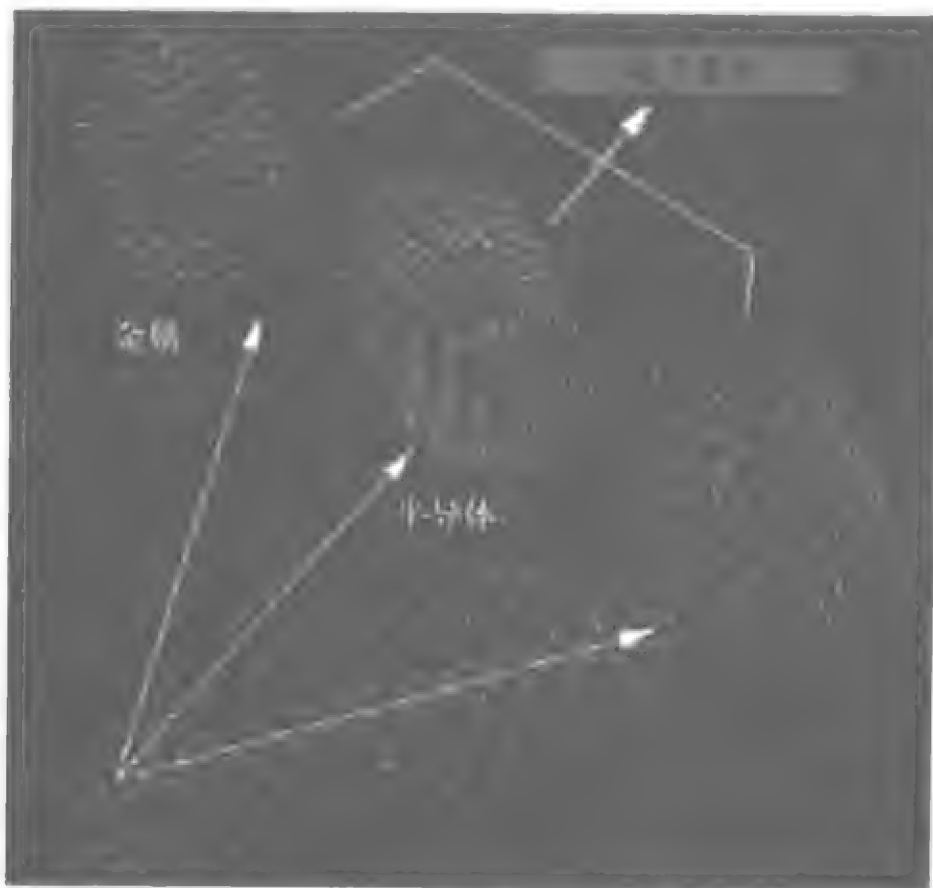


图21-1-1 碳纳米管可按各种形式排列。据其原子结构的不同而表现出导体或半导体特性。（图片经加拿大NASA Ames研究中心Moffett Field同意）

21.1.1 日益集成化技术

与材料、器件和系统相关的技术曾一度相对独立，但目前技术的集成成为较理想的选择。首先，集成电路由晶体管构成。接着，器件中引入了微光学和微机电技术，使器件可以独立封装并安装在PCB上。倒装焊晶片（芯片本身即是封装）的使用以及PCB内无源部件的放置使器件与系统的界限变得模糊。纳米技术使高度集成成为可能，这实际上使（智能）材料本身就是器件甚至还可能是系统。Nanosys公司的首席执行官Larry Bock最近声称："纳米技术将系统的复杂性转移到了材料上[6]。"

现在我们可以认真地思考怎样检测少数分子的相互作用，怎样用少量电子处理和发送数据，以及怎样在纳米级结构上存储信息。目前人们正在发展荧光以及其他单分子检测方法。IBM等公司正在开发采用近似探针来制造和读取聚合物中纳米压痕的数据存储系统。这种系统读或写密度可以接近1×10^{12}bit/in^2，远远超过当前的磁存储能力[7]。尽管充满挑战，但纳米级技术的集成将使体积小、功耗低的智能传感

器能够以较低的成本大量生产。其基本服务领域包括建筑材料的检测、体积和重量受限的结构（如卫星和空间平台）和其他系统中传感器冗余的检测。

纳米技术其他颇具前景的应用领域包括纳米材料和纳米结构。在许多传感器（特别是用在生物和化学物质上的传感器）中，存在两种独立的功能，即分子和其他人们感兴趣的物质的识别，以及从识别事件到有用信号的转换。纳米技术使我们能够设计与目前的微型传感器和大型传感器相比体积更小、功耗更低、灵敏度更高的传感器。它给传感应用带来的好处远比MEMS及其他微传感器带来的好处要多。

21.1.2 生产进步

最近，自顶向下的生产过程取得了一定的进步，这些进步同时促进了微技术和纳米技术的发展。集成电路生产厂家利用平版印刷技术、蚀刻技术和镀膜技术来雕刻衬底（例如硅），并在其上构建电路结构。传统的微电子技术已接近纳米级水平——芯片上的导线宽度已接近100nm的数量级并且还在发展。MEMS设备也是按照类似的自顶向下的过程生产。由于这些过程能生产的器件尺寸越来越小，因而可以用它们来制造各种各样的纳米部件，正如在机械车间用大型车床制造小型零件。

在纳米领域，自底向上的方法是用各个原子和分子构建实用的系统。只要条件合适，原子、分子以及更大一些的单元就能够实现自组装（self-assemble）[8]。当然也可使用直接组装[9]。

无论哪种情况，纳米级自顶向下与自底向上的过程的结合为材料和设备设计师既提供了传统的工具又提供了新潮的工具。设计师也可将微技术与纳米技术结合起来开发新的传感器系统。

21.1.3 运算设计

最近发展的实验工具，特别是同步辐射X射线和核磁共振，揭示了大量复杂分子内部的原子结构。但仅仅了解这一点仍然不够。在识别中，有时也在检测的转换阶段中，我们还需理解原子和分子的相互作用。功能强大的计算机和相应算法能够用来仿真纳米级的相互作用，这意味着通过采用已成为纳米技术基本工具的分子动力学程序和运算，我们能够设计可以进行运算的纳米传感器，而不是只用于实验。

21.2 现实性

尽管纳米技术广阔的应用前景激动人心，但是，纳米传感器的开发和集成必须要有物理、化学、生物、工程和商业等方面的现实考虑。例如，当纳米技术集成到宏观系统中时，人们必须考虑并控制纳米与宏观尺寸之间物质、能量和信息的流动。

常见的设计问题。纳米传感器许多设计上的考虑都与微传感器相似，特别是对于接口要求、散热以及对（电气、机械）干扰和噪声处理能力的需求。在微系统中，每个接口都受电流、机械流、热流以及可能出现的化学流、声学流和光学流传输的

不利影响。在相当小的系统中处理有害的分子和信号常常需要辅助设备和降低噪声所需的低温工作环境。对于有气态和液态分析物流经的生物和化学传感器而言，流控制格外重要。而且，这些传感器有着极其敏感和特殊的表面，这些表面易受外部或冷或热的物质的影响从而恶化。不过，由于人们能够在微小的空间中安装数百个传感器，即使一些传感器出现故障仍不影响其他传感器的正常工作，从而延长了系统的使用寿命。

风险和经济考虑。对纳米技术言，从研究到工程、产品、收益、利润再到可持续的商业运作，这是一条比其他技术更富有挑战的道路。阻碍纳米技术应用的一个主要原因是人们通常不愿为高档系统引入新技术。另一原因是，目前大多数纳米材料难以大量生产，因而其单位价格很高，市场比较有限。虽然成本随时间而不断下降，但小公司难以及时获得支撑其生存的利润。

21.3 应用

目前，很少传感器完全基于纳米科学，纳米技术的发展也只是处于早期阶段。不过，我们仍能预想一些可能出现的设备和应用。早期传感器的设计主要是利用物理性质，而纳米技术大大有助于人们充分利用生物化学的潜力实现安全、医学和其他目的。Vo-Dinh、Cullum和Stokes三人最近对用于生物分子检测的纳米传感器和生物芯片进行了概述[10]。

物理传感器。Georgia技术研究所的研究人员在Walter de Heer的带领下通过利用碳纳米管（CNT）独特的电气和机械性质[11,12]发明了世界上最小的“天平”（如图21-3-1所示）。他们在CNT的末端放置一个粒子并为其施加一个电荷，CNT就像强劲而又灵活的弹簧开始振动起来。只要没有中断，该粒子的质量就可通过计算粒子放置前后共振振动频率的变化测量出来。该方法可以对单个生物分子的质量进行测量。



图21-3-1 碳球的质量改变了碳纳米管的共振频率（图片经过了乔治亚州亚特兰大Georgia研究所的Walter de Heer许可）

静电计。Clifornia技术研究所的Cleland和Roukes报告了一种实用的亚微米机械静电计的制造过程极其特性[13]。

该设备（如图21-3-2所示）验证了每单位带宽不到1个电子电荷的电荷灵敏度（在2.61 MHz时约0.1 电子/Hz），比当前使用的半导体设备效果要好。

化学传感器。在过去的几年中，人们描述了各种各样的基于纳米管的气体传感器。Modi等人开发了一种基于CNT的小型气体电离检测器[14]。该传感器可用于气相色谱分析。氧化钛纳米管氢传感器[15]被集成在无线传感器网络中以对大气中的氢浓度进行检测。Kong等人基于纳米管分子导线[16]开发了检测NO_2、NH_3等气体分子的化学传感器。

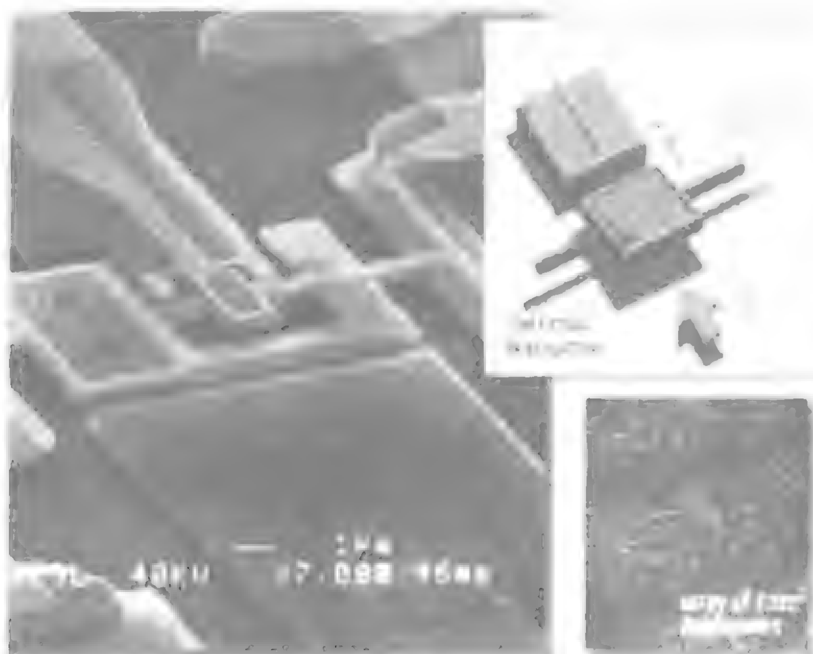


图21-3-2 纳米级机械静电计由扭转谐振器、检测电极和栅电极组成，栅电极将电荷耦合到机械元件上。图中显示了单个元件和一列元件的示意图和显微图（图片经Nature Publishing 组许可）

Datskos和Thundat利用聚焦离子束技术制造了纳米悬臂（如图21-3-3所示），并发展了一种电子转移变换方法来检测悬臂的运动[17]。其结果非常灵敏，可以检测单个生物和化学分子。改变结构的ZnO半导体纳米带也已证实可以用于纳米悬臂传感器[18]。



图21-3-3 该纳米阵列集成了电容式测量悬臂和用于信号分析的电子器件（图片经宾尼斯Oak Ridge市Oak Ridge国家实验室 Thomas G. Thundat博士许可）

生物传感器。纳米技术将使对各种生物分子有选择性且高灵敏度的检测成为可能。我们通过利用铝板上金属离子的连续电化学还原反应，就能生成由金属截面组成的圆柱杆，金属截面的长度从50nm~5μm不等[19,20]。这些颗粒被注册为纳米条形码（nanobarcodes）商标（如图21-3-4所示）。还可在它们的外面覆盖一层抗体之类的特定分析物用来对复杂分子有选择性地进行检测。该图也显示了采用纳米级编码颗粒的DNA检测。

NASA Ames研究中心的研究人员采取了不同的方法[21]。他们把数百万个直径为30nm~50nm的CNT垂直安装在芯片的表面（如图21-3-5所示）。当把与纳米管末端相连的DNA分子放入含有感兴趣DNA分子的溶液中时，芯片上的DNA分子就黏附在了目标上从而增加了其电导率。这项技术有望达到基于荧光的检测系统的灵敏度，可以应用到便携式传感器的开发之中。

可部署的纳米传感器。SnifferSTAR是一个轻便的化学检测系统（如图21-3-6所

示)，充分体现了纳米技术在野外应用中的潜力[22]。这一独特的系统把用于抽样采集和汇集的纳米材料与基于微机电系统的化学芯片实验室检测器（chemical lab-on-a-chip detector）结合在一起。SnifferSTAR可用于防御和国家安全，也是在无人机系统（例如微型无人驾驶飞行器）进行部署的理想选择。

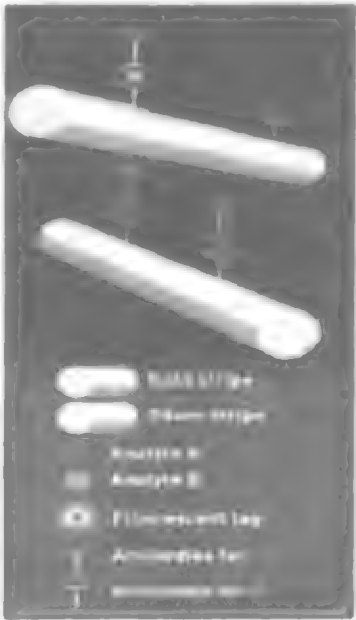


图21-3-4 用纳米条形码颗粒的编码抗体可进行DNA和其他生物材料的检测

其他方面的应用。基于纳米技术的传感器还有望给其他一些领域带来好处，这些领域包括运输（陆、海、空和太空）、通信（有线和无线、光线、射频）、建筑设施（家庭、办公室、工厂）、人类（特别是健康医疗监视），以及各种机器人。同时，纳米传感器正越来越多地集成到了商业和军事产品之中。众多新兴的公司都准备生产纳米材料，其中一些公司还将制造基于纳米材料的传感器。参考文献列表中给出了这些公司的URL。

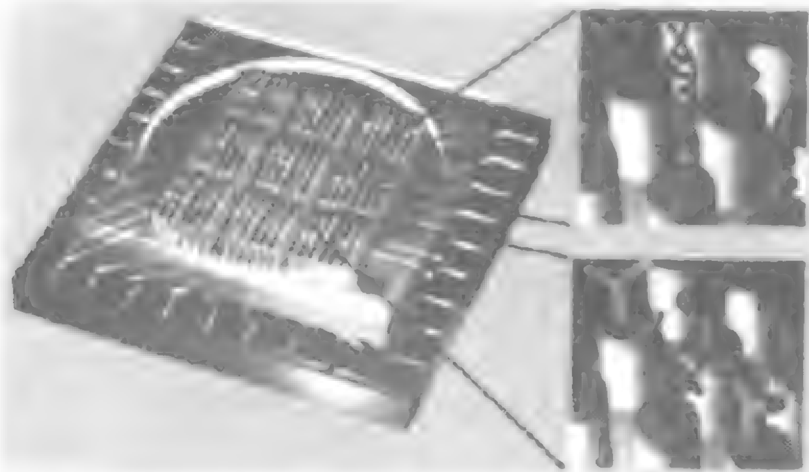


图21-3-5 碳纳米管垂直植入到硅芯片上。连在管末端的DNA分子用来检测分析物中DNA类型（图片经加拿大Moffett Field市NASE Ames研究中心许可）



图21-3-6 SnifferSTAR是一个集成到微型无人驾驶飞行器中的纳米材料传感器。（图片经新墨西哥州Albuquerque市Sandia国家实验室和Lockheed Martin公司同意）

21.4 总结

纳米技术无疑改善了既有的传感器，对于新型传感器的研发也起到强大的促进作用。虽然这一领域正在蓬勃地发展，但是人们在目睹其全面的影响之前还有大量的工作要做。其中最明显的挑战包括降低材料和设备成本、增强可靠性以及把各个设备封装成实用的产品。尽管如此，纳米级材料和设备正在不断地集成到现实世界的系统之中，微小尺度技术的未来无限光明。

参考文献

1. "Small Wonders, Endless Frontiers: A Review of the National Nanotechnology Initiative," National Academy Press, 2002.
2. Cut, Y., et al., "Nanowire Nanosensors for Highly Sensitive and Selective Detection of Biological and Chemical Species," Science, Vol. 293, Aug. 17, 2001, pp. 1289-1292.
3. "Space Mission for Nanosensors," The Futurist, Nov./Dec. 2002, p. 13.
4. Cassell, J.A., "DoD grants $3M to Study Nanoshells for Early Detection, Treatment of Breast Cancer," NanoBiotech News, Vol. 1, No. 3, Aug. 13,2003.
5. Moore, S.K., "U.S. Nanotech Funding Heads for $1 Billion Horizon," IEEE Spectrum Online.
6. Bock, L, in "Nano's Veteran Entrepreneur," Smalltimes, July/Aug. 2003, pp.27-32.
7. IBM Research News.
8. Bemt, I., et al., "Molecular Self-Assembly: Organic Versus Inorganic Approaches " Springer Verlag, M. Fujita, ed., 1st Ed., May 15, 2000.
9. Zyvex Capabilities.
10. Vo-Dinh, T, B.M. Cullum, and D.L. Stokes, "Nanosensors and Biochips: Frontiers in Biomolecular Diagnosis," Sensors and Actuators B, 74 (2001) pp. 2-11.
11. Poncharal, P., et al., "Electrostatic Deflections and Electromechanical Resonances of Carbon Nanotubes" Science, 283:1513-1516 (1999), pp.1513-1516.
12. Toon, J., "Weighing the Very Small: 'Nanobalance' Based on Carbon Nanotubes Shows New Application for Nanomechanics," Georgia Tech Research News, March 4, 1999.
13. Cleland, A.N., and M.L. Roukes, "A Nanometre-scale Mechanical Electrometer," Nature, Vol. 392, March 12, 1998.
14. Modi, A., et al., "Miniaturized Gas Ionization Sensors using Carbon Nanotubes," Nature, Vol. 424, Jul. 10, 2003, pp. 171-174.
15. Grimes, C.A., et al., "A Sentinel Sensor Network for Hydrogen Sensing," Sensors/MDPI, 2003, pp. 69-82.
16. Kong, J., et al., "Nanotube Molecular Wires as Chemical Sensors," Science, Vol. 287, Jan. 28, 2000, pp. 622-625.
17. Datskos, P.G., and T. Thundat, "Nanocantilever Signal Transduction by Electron

Transfer," J Nanosci Nanotech, Vol. 2, 2002, pp. 369-372.

18. Hughes, W.L., and Z.L. Wang, "Nanobelts as nanocantilevers," Applied Physics Letters, Vol. 82, No. 17, April 28, 2003, pp. 2886-2888.
19. Nicewamer-Pena, R., et al., "Submicrometer Metallic Barcodes," Science, Vol. 294, 2001, p. 137.
20. Freemantle, E, "Nano Bar Coding for Bioanalysis" C&EN: News of the Week, Science, Vol. 79, No. 41, Oct. 8, 2001, p. 13.
21. Smalley, E., "Chip Senses Trace DNA" Technology Research News, Jul. 30/Aug. 6, 2003.
22. "Ultralight device analyzes gases immediately. Flying SnifferSTAR may aid civilians and U.S. Military," Sandia National Laboratories, Press Release, Jan. 23, 2003.

进一步阅读

Integrated Nano-Technologies, Henrietta, NY.

Materials Modification, Inc., Fairfax, VA.

Molecular Nanosystems, Inc., Palo Alto, CA.

Nanomix Inc., Emeryville, CA.

Nanoplex Technologies, Inc., Mountain View, CA.

Nanosphere, Inc., Northbrook, IL.

Nanosys, Inc., Palo Alto, CA.

第22章 无线传感器网络：原理及应用

Chris Townsend和Steven Arms MicroStrain公司

22.1 概述

融入到结构、机械和环境中的传感器将感测到的信息高效传递，这对整个社会有很大的裨益。具体包括：减少了灾难性的故障，保护了自然资源，提高了生产力，改善了突发事件反应能力以及增强了国家安全[1]。不过，仍然存在一些障碍影响着传感器在结构和机器中的广泛应用。成束的导线和光纤“尾巴”易受断路和连接器故障影响。长导线则意味着巨大的安装成本和长期维护成本，这限制了可以部署的传感器数量，从而降低了整个数据录入质量。无线传感器网络可以消除以上成本，使连接器的安装和移除更加容易。

理想的无线传感器能够组网并进行扩展，耗能也少，还可用软件灵活地进行编程。它们能够进行快速的数据采集，从长期看性能可靠、精确度高。此外，这类传感器价格便宜，安装成本低并且实际中几乎不需要维护。

选择最佳的传感器和无线通信链路需要了解和明确相关的应用及问题定义。电池寿命、传感器更新率和尺寸都是传感器设计中应该主要考虑的事项。低数据率的传感器包括温度传感器、湿度传感器和无源峰值应变检测传感器。高数据率的传感器包括应变计、加速度计和振动计。

最近的技术进步使人们能够把传感器、无线电通信和数字电子器件封装到单个集成电路块（IC package）中。这使得成本很低的传感器能够使用低功率无线数据路由协议相互通信从而组成网络。无线传感器网络（wireless sensor network，WSN）一般由一个基站（网关）组成，基站可以利用无线链路与其他无线传感器通信。将无线传感器节点聚集、压缩数据并将其直接传送到网关，或在需要时利用其他无线传感器节点把数据继续传送到下一个网关。传送过来的数据由网关进行采集并送给系统。本章旨在从技术上简单介绍无线传感器网络，并给出一些无线传感器网络的应用。

22.2 单个无线传感器节点结构

图22-2-1给出了通用无线传感节点的功能框图。模块化设计方法提供了灵活的通用平台来满足各种应用需要[2]。例如信号调理模块可以根据所采用的传感器重新编程或替换。这使各种各样的传感器都能与该无线传感节点配合使用。同样，为了满足特定应用的无线通信距离要求和双向通信需要，无线链路也可替换。闪存的使用

可以使远程节点能够接收来自基站的指令数据，或者通过节点输入端来感测事件。而且，通过场景中的无线网路，嵌入式固件也可升级。

微处理器具有多种功能，包括以下几项。

(1) 管理传感器数据采集。

(2) 管理电源。

(3) 提供传感器数据与物理发射层之间的接口。

(4) 管理无线网络协议。

无线传感节点的一个关键特征是使系统功耗最小。一般说来，无线电子系统功耗最大。因此，一个有利的方法是只在需要时才通过无线网络发送数据。传感器事件驱动的数据采集模块需要一种算法加载到节点之中，以便根据感测的事件决定数据发送时间。此外，同样重要的问题是使传感器自身的功耗最小。因此，应当合理设计硬件使微处理器能够恰当地控制发射装置、传感器和信号调理器的功率。

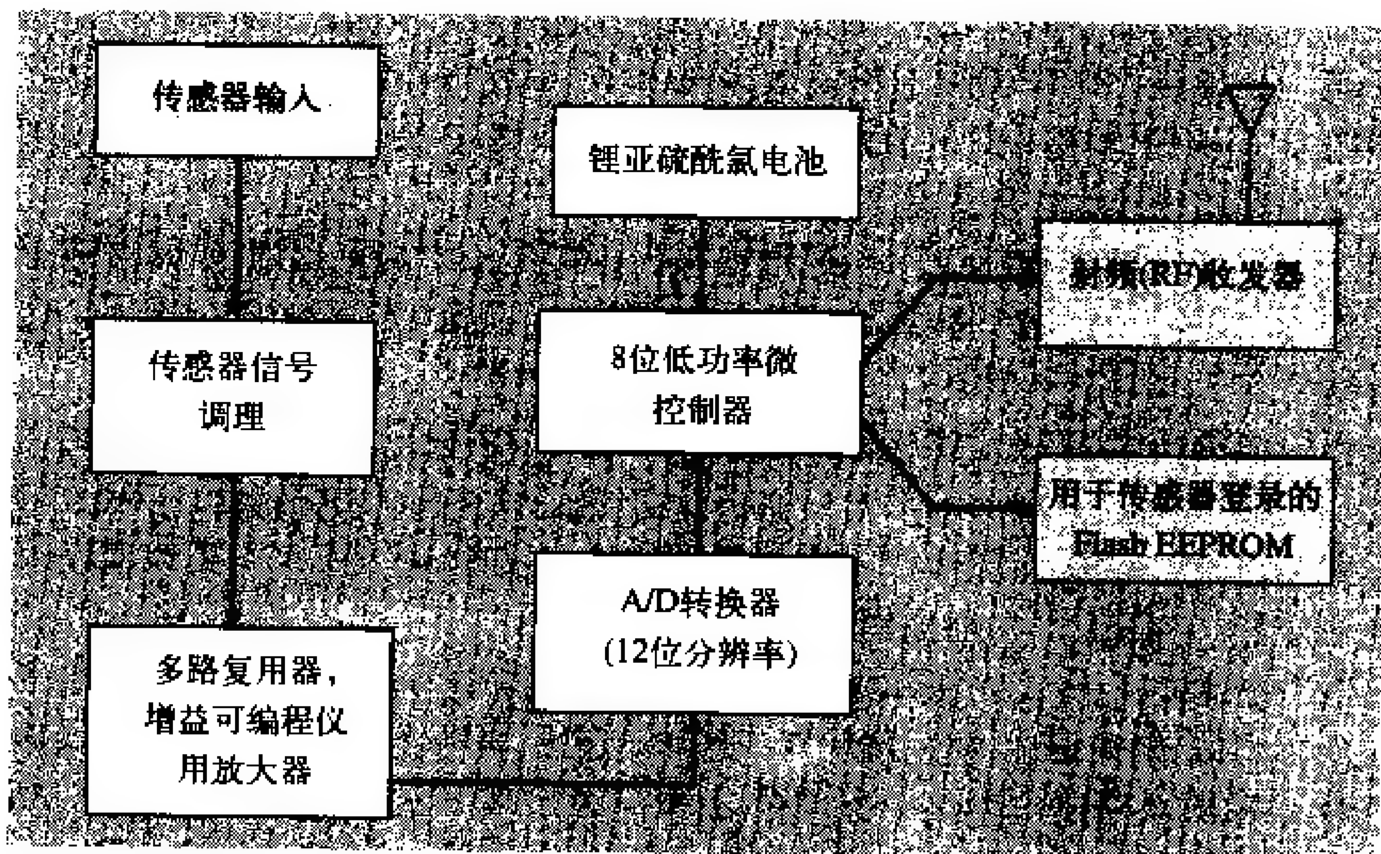


图22-2-1　无线传感器节点功能框图

22.3　无线传感器网络体系结构

无线通信网络具有多种不同的拓扑结构。下面简单介绍无线传感器网络采用的网络拓扑结构。

22.3.1　星形网

如图22-3-1所示，星形网（单点—多点）是一种利用单个基站向远程节点发送或从远程节点接收消息的通信拓扑结构。远程节点只能向基站发送或从基站接收消息，

彼此之间不能发送消息。这种无线传感器网络的优点是结构简单，能够使远程节点的功耗最小，而且充分考虑到了远程节点与基站间的低延时通信。其缺点是，基站必须位于各个节点的无线传输范围内，而且由于依赖单个节点管理整个网络，鲁棒性不及其他类型的网络。

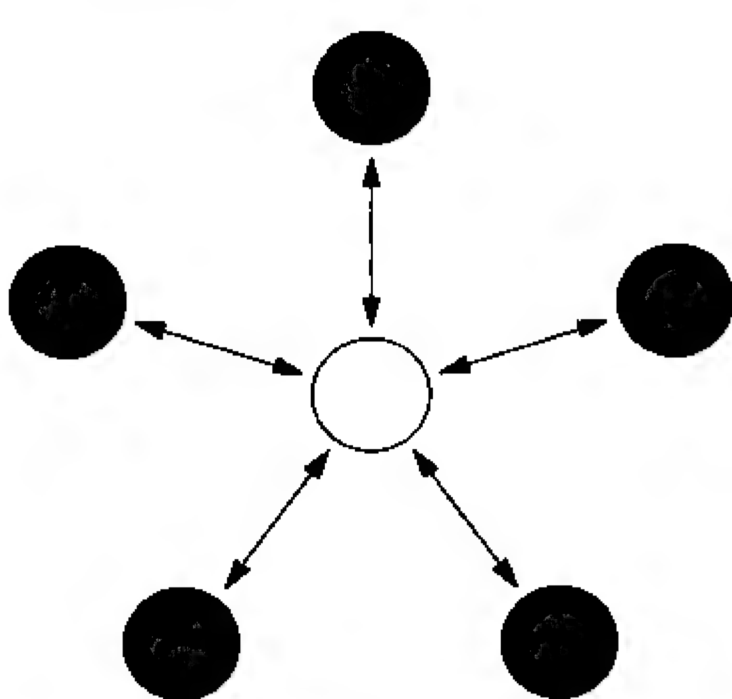


图22-3-1 星形网拓扑结构

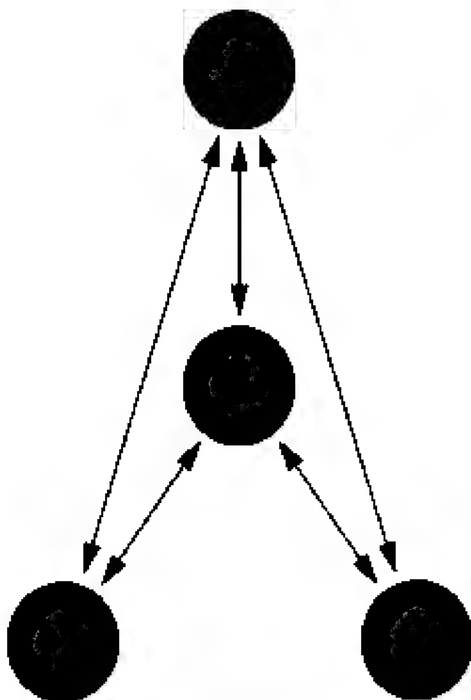


图22-3-2 网状网拓扑结构

22.3.2 网状网

网状网（Mesh网，如图22-3-2所示）中任何节点都能向网络中位于其无线传输范围内的其他节点发送消息。这考虑到了所谓的多跳通信。也就是说，若一个节点想向其无线传输范围外的另一节点发送消息，可以借助中间节点把消息转发到目的节点。这种网络拓扑结构具有冗余性和可扩展性的优点。如果某个节点出现故障，远程节点仍能与其传输范围内的其他任一节点通信，这些节点可以把消息转发到目的节点。此外，网络的传输范围不必受两两节点之间的范围限制，给系统继续添加节点即可轻易地实现网络的扩展。但是，这类网络的缺点是能够进行多跳通信的节点功耗一般比不具此能力的节点功耗要高，这常常限制了电池寿命。另外，随着到目的节点的通信跳数增加，消息传输时间也在增加，尤其是当节点需要工作在低功耗状态时。

22.3.3 星形—网状混合型网

星形—网状混合型网（图22-3-3）是一种鲁棒性强、用途多的通信网络，同时还保留了无线传感器节点功耗最小的特点。这种网络拓扑结构中，功耗最低的传感器节点不具消息转发的能力。这是出于保持最小功耗的考虑。不过，网络中的其他节点具有多跳能力，即能够把来自低功耗节点的消息转发到网络中的其他节点。具有多跳能力的节点一般功率较高，因此（如有可能）它们常常接在输电干线上。这种拓扑结构正由一种方兴未艾的网状网标准——ZigBee实现。

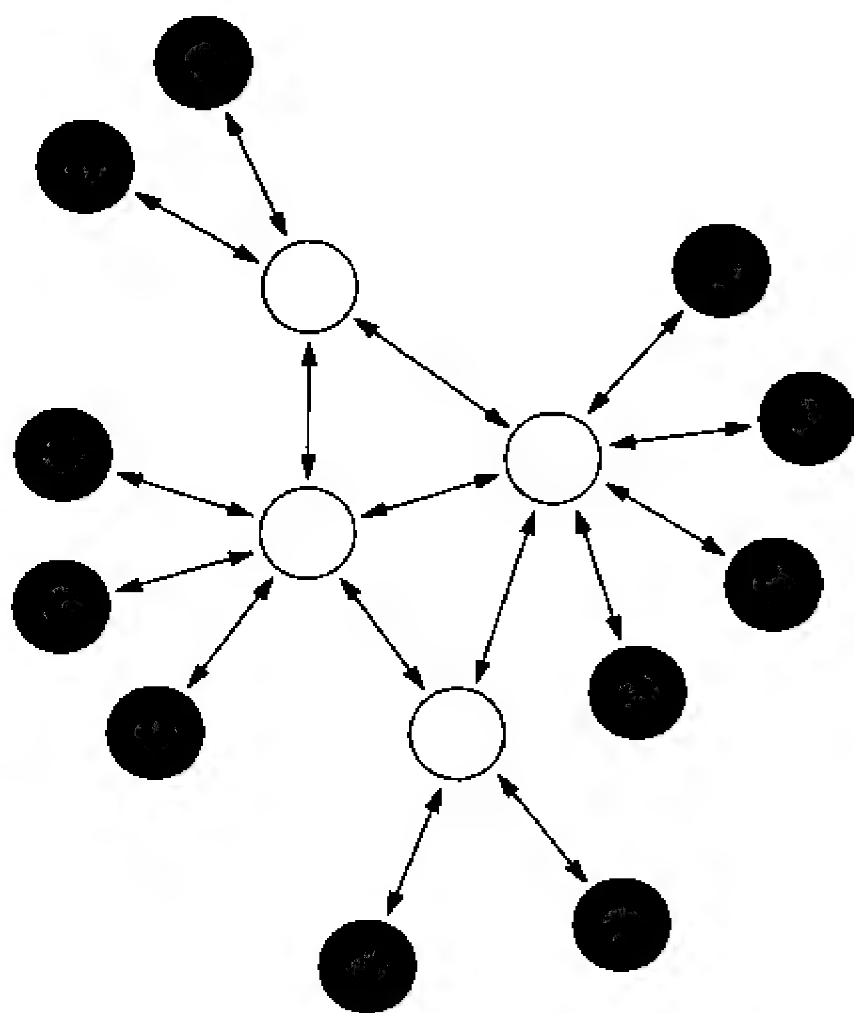


图22-3-3 星形—网状混合型网拓扑结构

22.4 无线传感器网络物理层无线协议方案

物理发射层定义了工作频率、调制方式以及发射装置与系统的硬件接口。目前有多种适合无线传感器网络发射层使用的低功率发射集成电路，包括Atmel、McroChip、Micrel、Melexis和ChipCon等公司的产品。如有可能，应尽量使用标准化的无线接口，因为这考虑到了不同公司网络的互操作性。下面讨论现有的无线标准，以及它们是否适用和怎样应用于无线传感器网络。

22.4.1 IEEE802.11x

802.11x是局域网中计算机与其他设备进行带宽相对较高的数据传输标准。数据传输率从1Mbit/s到高于50Mbit/s不等。典型传输距离为300ft（采用标准天线）。采用方向性高增益天线可以极大地提高传输距离。调制方式可以是跳频或直接序列扩频。尽管数据率对于无线传感器应用显然足够高，但功率要求使其无法应用于无线传感器网络。

22.4.2 蓝牙

蓝牙（IEEE802.15.1和IEEE802.15.2）是一种功率小于802.11的个人局域网（Personal Area Network，PAN）标准，最初用于从个人计算机到手机、PDA等外围

设备的数据传输。蓝牙采用星形网拓扑结构，最多支持7个远程节点与单个基站进行通信。尽管一些公司已生产了基于蓝牙的无线传感器，但由于蓝牙协议的以下局限，尚未得到广泛的接受。

(1) 短距离传输需要相对较高的功率。

(2) 节点从休眠模式返回时需要花很长时间进行同步，这使系统平均功率增大。

(3) 每个网络允许的节点数小（≤7个节点/微网）。

(4) MAC层对于无线传感器应用而言过于复杂。

22.4.3 IEEE802.15.4

802.15.4标准专为满足无线传感应用需求而设计。该标准规定了多种数据率和发射频率，因而非常灵活。其对功率的要求也比较低，而且通过硬件设计还可使发射装置休眠，这最大程度地降低了功率。此外，当节点从休眠模式唤醒时，节点能够迅速地完成与网络的同步。鉴于发射装置周期性地关闭，节点的这种能力使消耗的平均电流相当小。该标准支持如下特性。

(1) 发射频率：868MHz/902MHz~928MHz/2.48GHz~2.5GHz。

(2) 数据率：20Kbit/s（868MHz频段）/40Kbit/s（902MHz频段）/250Kbit/s（2.4GHz频段）。

(3) 支持星形和点对点（网状）网络连接。

(4) 可以选择采用AES-128对传输数据加密。

(5) 链路质量指示（对多跳网状网算法比较有用）。

(6) 采用直接序列扩频（direct sequence spread spectrum，DSSS）进行鲁棒的数据通信。

在前面提到的这三种标准中，IEEE802.15.4有希望被普遍接受为无线传感应用的标准。由于2.4GHz频段为全球统一的无需申请的频段，因此它得到了广泛的应用。与低频段相比，在2.4GHz频段进行数据传输时数据率很高，所需的无线发射时间更少，因而系统的功耗也就更小。

22.4.4 ZigBee

Zigbee™联盟是一个企业协会，致力于在开放性全球标准的基础上开发可靠、经济和低功耗的无线网络监控产品。ZigBee联盟规定802.15.4作为物理层和介质访问控制（MAC）层的标准，并试图制定更高层应用的标准，例如照明控制和HVAC监视。正如Wi-Fi联盟对于IEEE802.11规范的作用一样，它同时也是IEEE802.15.4的有益补充。ZigBee网络规范将于2004年获得批准[①]，它将同时支持星形网和星形—网状混合网。由图22-4-1所示，ZigBee联盟包含了IEEE802.15.4规范并对网络规范和应用接口作了扩展。

---

① 该规范已于2004年获得批准。——译者注

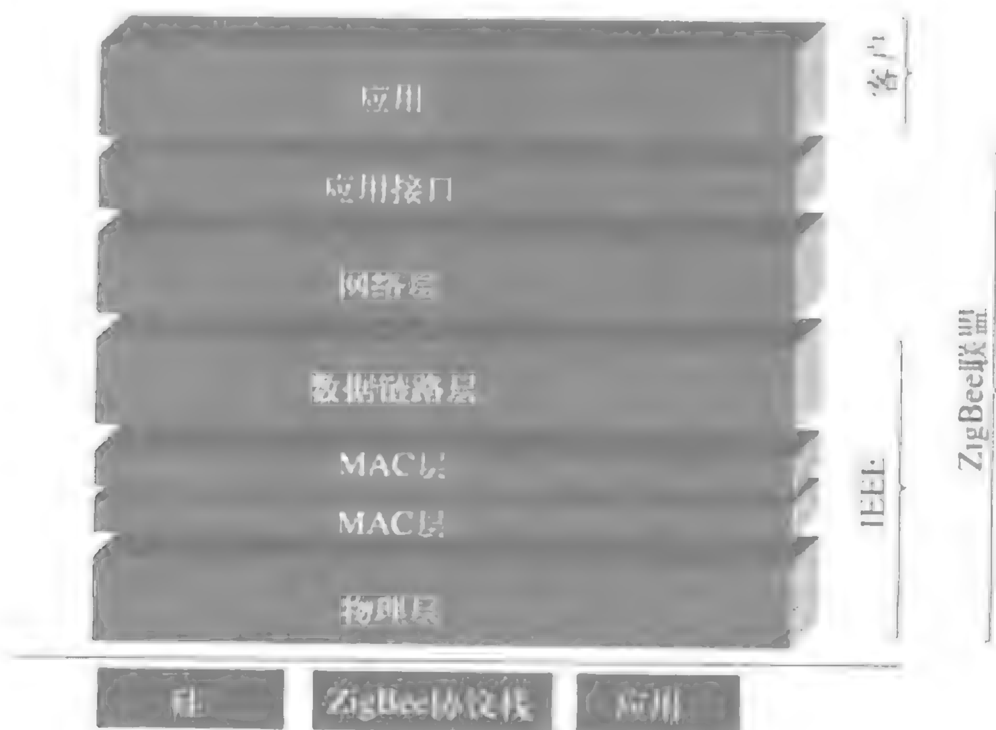


图22-4-1 ZigBee协议栈

22.4.5 IEEE1451.5

尽管IEEE802.15.4标准规定了适用于无线传感器网络的通信体系结构，但它没有定义传感器接口的规范。IEEE1451.5无线传感器工作组的目的就是在先前IEEE1451智能传感器工作组努力的基础上，为无线网络中的传感器接口制定标准。目前，无线网络通信接口已决定采用IEEE802.15.4物理层标准。在作者写这篇文章时，该小组正在紧锣密鼓地进行传感器接口的定义。

22.5 传感器网络的功率考虑

对无线传感器网络而言，功耗是最重要的一项考虑。尽管从理论上讲，无线传感器网络的概念似乎可行，令人振奋，但是，假如无线传感器网络需要不断地更换电池，它就不可能获得广泛的应用。因此，在设计传感器节点时必须使其功耗最小。图22-5-1给出了典型的5 000Ω无线应变传感器节点的功耗随数据发射率而变化。需要注意的是，最大的功耗还是来自无线链路自身。

可以采取多种措施减小发射装置的平均电流，这些措施包括。

- 通过数据压缩和约简（data compression and reduction）减少发送数据量。
- 降低接收机占空比和数据发射频率。
- 减少帧结构开销。
- 严格执行电源管理机制（微功耗模式和休眠模式）。
- 采取事件驱动的发送策略，仅在传感器事件发生时发送数据。

降低传感器自身功率的措施包括以下几项。

- 仅在采样时开启传感器电源。

- 仅在对传感器采样时开启信号调理电路的电源。
- 仅在事件发生时对传感器进行采样。
- 将传感器采样率降低到满足应用的最小程度。

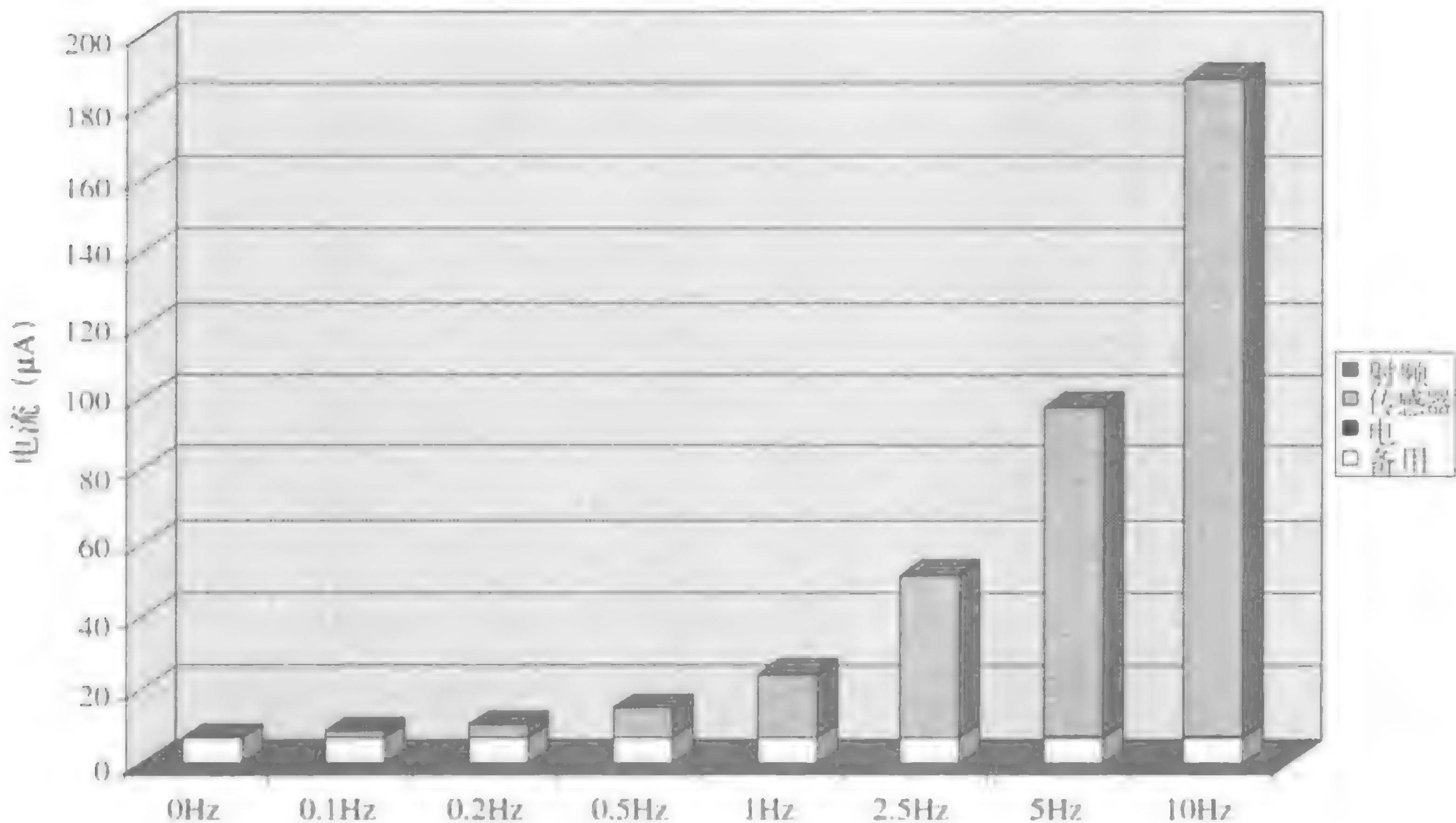


图22-5-1 5 000Ω应变计无线传感器节点的功耗

22.6 无线传感器网络应用

22.6.1 结构健康监测的智能结构

传感器可以嵌入到各种机器和结构之中，从而实现对它们的状态检修[3]。多数情况下，结构和机器每隔一定时间就需检查一次，而其中部件的更换则是根据其工作时间的长短而不是它们当前的状态。如果这些部件状态良好，这种方法的成本就比较高。这种定期检修的方法还无法及时处理两次检查期间发生的部件损伤。无线传感使人们能够在传感器显示出机器可能出现问题时就对机器进行检查，从而降低了检修成本，而且在万一检测到损伤时还可防止进一步出现灾难性的故障。此外，使用无线的方式还降低了初期部署的成本。通常，安装长电缆线路的成本大得惊人。

某些情况下，由于被测机器、结构或材料的固有特性，无线传感应用不仅需要移除导线，还得移除电池。这些应用包括：安装在持续旋转部件上的传感器[4]、安装在混凝土和复合材料内部的传感器[5]以及安装在医学移植物内部的传感器[6,7]。

22.6.2 工业自动化

导线除了价格昂贵外，在使用上也有不少局限，特别是当部件需要移动时。无

线传感器有利于传感设备的快速安装，并能放在难以使用电缆的场所。图22-6-1给出了一个无线传感器在生产线上应用的例子。在该应用中为了测量橡胶密封件的密封性，至少需要使用十个传感器。而在以前，有线传感器的使用很不方便，以致无法在生产线上应用。在该应用中，无线传感器使以前无法进行的测量成为现实[8]。

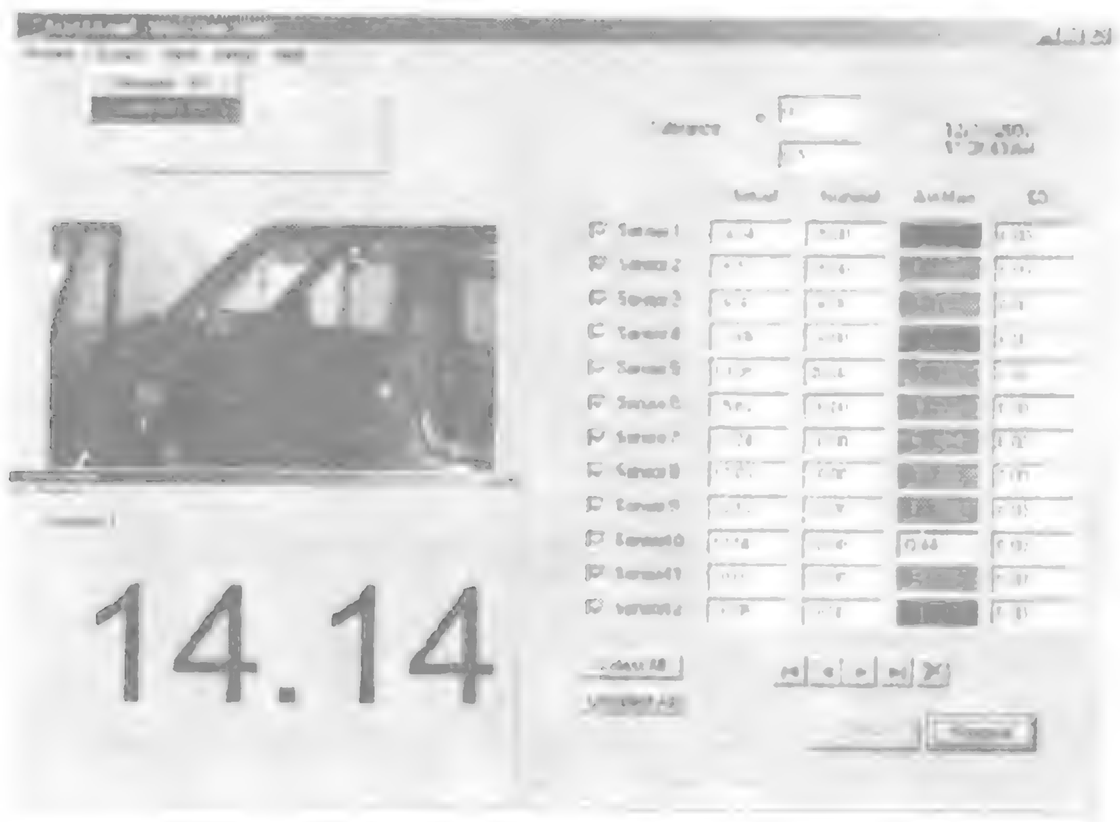


图22-6-1 无线传感器的工业应用

无线传感器的应用还包括能量控制系统、安全、风力机健康监测、环境监测、物流位置服务以及卫生保健。

22.6.3 典型应用的土木结构监测

目前，更智能、更节能传感器网络的一项最新应用是大型土木结构的结构健康监测，例如Ben Franklin大桥（如图22-6-2所示）。该桥横跨德拉威河，将费城与新泽西州的坎顿连接起来[9, 10]，承载着过往的汽车、火车和行人。大桥管理人员希望能够在高速通勤火车通过时对大桥结构所受的应力进行监测。

沿通勤轨列车轨道部署一个由10个应变传感器组成的星形网络。无线传感节点封装在符合NEMA 标准的密封罩中。应变计也适当地进行了密封以与环境隔离，并焊接在大桥钢铁支撑结构的表面上。在该星形网中，传感器的发射距离约为100米。

传感器通过对应变传感器采样来检查是否有火车通过，此时它工作在低功耗采样模式。采样频率很低，约为6Hz。在火车出现时，轨道的应变增加，传感器可检测到该应变。一旦检测到应变，系统就开始以更高的采样率进行采样。应变波形记录在无线传感器节点的闪存中，该波形定期由传感器节点下载到基站。基站的蜂窝电话能够通过蜂窝网络把采集到的数据发送给工程师进行数据分析。

这种事件驱动的低功耗数据采集方法把系统功率由传感器器连续工作时的

30mA降低到传感器器间断工作时的不足1mA。这样，锂电池可以使系统工作时间多于1年。



图22-6-2 Ben Franklin大桥

采集的应变数据分辨率一般小于1 微应变。图22-6-3给出了从节点下载的典型的波形。在我们前期的工作中对这些无线应变传感节点其他方面的性能已有说明[11]。

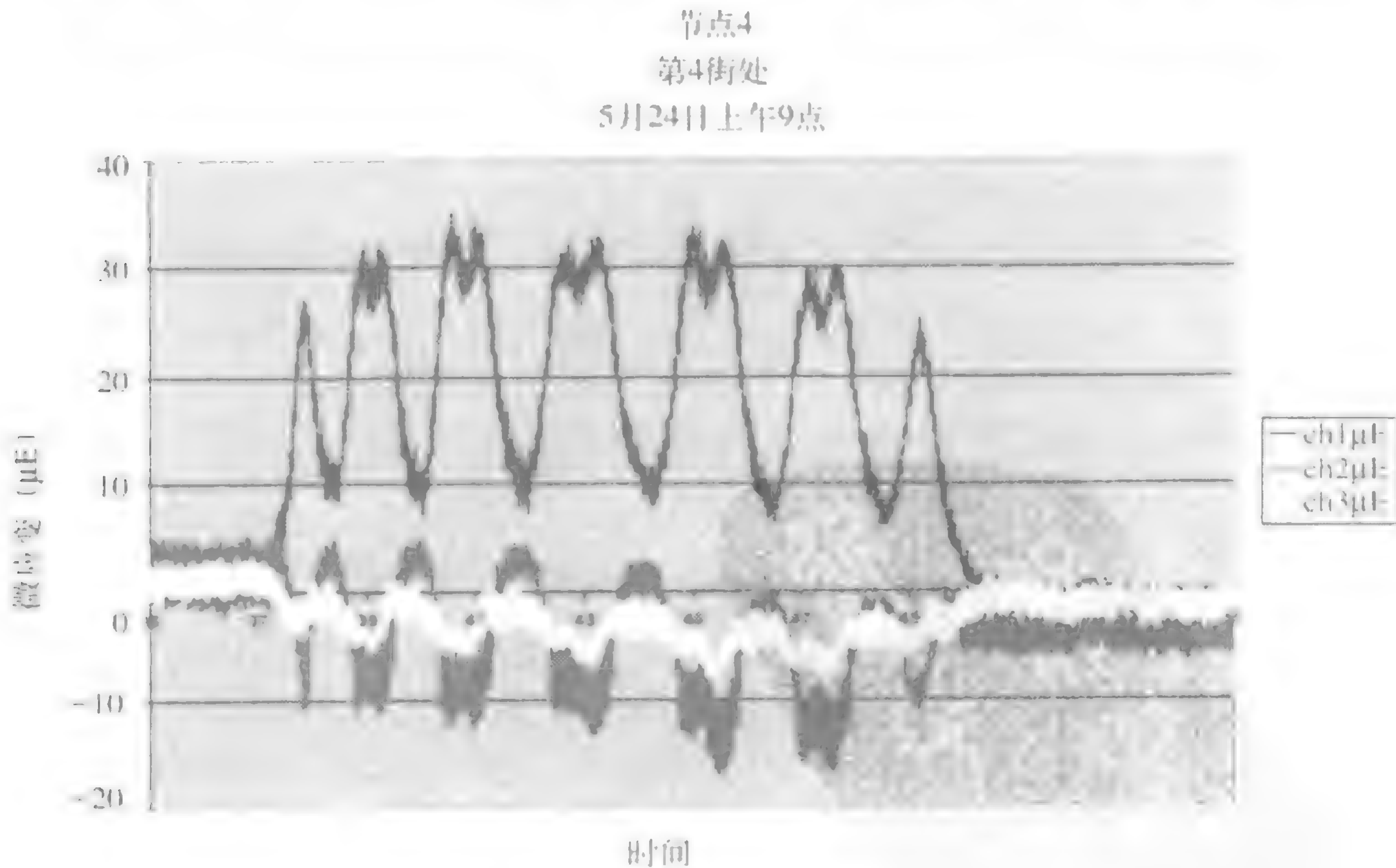


图22-6-3 大桥应变数据

22.7 最新进展和未来展望

部署无线传感网络一般都需要配置电池。未来的工作是研制这样的系统：它能利用压电材料吸收周围的压变能量并存储在电容或可重复充电的电池中。通过将智能又节能的电子器件与先进的可无限多次重复充电的薄膜电池化学性质结合起来，这些系统就给人们提供了一个不需维护、可长期进行无线监视的解决方案[12]。

22.8 结论

无线传感器网络正越来越多地使以前看来很不现实的应用成为可能。随着基于新标准的网络的发布，以及低功率系统的不断开发，无线传感器网络必将获得更加广泛的应用。

22.9 致谢

感谢NSF（National Science Foundation）SBIR项目提供的支持。本章不代表NSF及其成员的观点。

参考文献

1. Lewis, F.L., "Wireless Sensor Networks," Smart Environments: Technologies, Protocols, and Applications, ed. D.J. Cook and S.K. Das, John Wiley, New York, 2004.
2. Townsend C.P, Hamel M.J., Arms S.W. (2001): Telemetered Sensors for Dynamic Activity & Structural Performance Monitoring, SPIE's 8th Annual Int'l Conference on Smart Structures and Materials, Newport Beach, CA.
3. A. Tiwari, A., Lewis, F.L., Shuzhi S-G.; "Design & Implementation of Wireless Sensor Network for Machine Condition Based Maintenance," Int'l Conf. Control, Automation, Robotics, & Vision (ICARV), Kunming, China, 6-9 Dec. 2004.
4. Arms, S.A., Townsend, C.P; "Wireless Strain Measurement Systems - Applications & Solutions," Proceedings of NSF-ESF Joint Conference on Structural Health Monitoring, Strasbourg, France, Oct 3-5, 2003.
5. Arms, S.W., Townsend, C.R, Hamel, M.J.; "Validation of Remotely Powered and Interrogated Sensing Networks for Composite Cure Monitoring," paper presented at the 8th International Conference on Composites Engineering (ICCE/8), Tenerife, Spain, August 7-11, 2001.
6. Townsend, C.R, and Arms, S.W., Hamel, M.J.; "Remotely Powered, Multichannel, Microprocessor-Based Telemetry systems for Smart Implantable Devices and Smart Structures," SPIE's 6th Annual Int'l Conference on Smart Structures and Materials, Newport Beach, CA, Mar 1-5 1999.
7. Morris, B.A., D'Lima, D.D., Slamin, J., Kovacevic, N., Townsend, C.P., Arms, S.W., Colwell,

C.W., e-Knee: The Evolution of the Electronic Knee Prosthesis: Telemetry Technology Development, Supplement to Am. Journal of Bone & Joint Surgery, January 2002.

8. Kohlstrand, K.M, Danowski, C, Schmadel, I, Arms, S.W; "Mind The Gap: Using Wireless Sensors to Measure Gaps Efficiently," *Sensors Magazine*, October 2003.
9. Galbreath, J.H, Townsend, C.P, Mundell, S.W., Hamel M.J., Esser B., Huston, D., Arms, S.W. (2003): Civil Structure Strain Monitoring with Power-Efficient High-Speed Wireless Sensor Networks, Proceedings International Workshop for Structural Health Monitoring, Stanford, CA.
10. Arms, S.W., Newhard, A.T, Galbreath, J.H., Townsend, C.P, "Remotely Reprogrammable Wireless Sensor Networks for Structural Health Monitoring Applications," ICCES International Conference on Computational and Experimental Engineering and Sciences, Medeira, Portugal, July 2004.
11. Arms, S.W., Townsend, C.P, Galbreath, J.H., Newhard, A.T; "Wireless Strain Sensing Networks," Proceedings 2nd European Workshop on Structural Health Monitoring, Munich, Germany, July 7-9, 2004.
12. Churchill, D.L., Hamel, M.J., Townsend, C.P, Arms, S.W., "Strain Energy Harvesting for Wireless Sensor Networks," Proc. SPIE's 10th Int'l Symposium on Smart Structures & Materials, San Diego, CA. Paper presented March, 2003.

附录A 传感器寿命成本分析与计算

综述

总有一些人通过降低产品的性能来降低价格。那些只看重价格的人活该受害。

——John Ruskin（1819—1900）

传感器的寿命成本远不止是传感本身的初始成本。通过全面考虑购买使用传感器的总成本，用户可以根据自己的应用需求做出最佳的采购决定。

概述

人们购车的价格可能只是汽车总的寿命成本的60%。汽车的寿命通常为5～10年，在这期间，汽油、维修、保险、保养、税款、驾照费和其他费用将超出其最初的购买价格。

公司购买个人电脑的价格可能只是其寿命成本的10%。安装、支持、培训、升级和修理的费用会让最初购买价格相形见绌。

你是否考虑过传感器的寿命成本？是不是应该研究一下这些成本再决定是否采购？

"初始成本"采购分析

如果有人问你某样东西的成本，一般你会根据商品报价、发票或收据报出一个数字。对传感器而言，这通常只是传感器自身的成本，最多再加上其运输、税款及相关交易的成本。

这样核算的成本通常会让采购传感器的老板和财政部门高兴，但同时也降低了他们的效率和收益率。

缺少什么

或许你会问自己："我只是购买一个简单的传感器，还会有其他什么成本？"

很高兴你能提出这个问题。下面这个清单列出了传感器购买、保养、安装和使用过程中的其他成本。这些成本加起来远比最初"发票"上的采购价格要高。

安装。该传感器的设计是否需要特制的安装板，或者其本身的安装非常灵活？安装需要花费多长时间？安装是只要技术一般的工人即可，还是必须要一个技术熟练的技师或工程师？

布线、连接器和信号调理。该传感器是否还需要另外购买电缆、连接器、信号调理器等相关仪器。

可靠性。该产品标定的寿命是多长？有没有标定平均故障间隔时间（mean time before failure，MTBF）？商家有没有提供该产品在与你的使用环境类似条件下的工作可靠性统计数据？在工厂自动化、飞行和资本集中型应用中其不定期停机时间带来的成本也会很大。

定期停机时间。该传感器是否需要校准和定期检修？其停机时间给你的工作带来什么影响？是否需要安装备用传感器？在其他检修期间你是否还能进展该项工作？

维修。该产品可不可以维修，或者说在超过其寿命后是否要被丢弃？使用后的处理是否带来相关的成本？维修是否可以在维修点进行，还是必须返厂？

校准。校准是否可以在其他地点进行，还是必须返厂？需要每隔多长时间校准一次，成本如何？

可用性。产品的输出信号是否易于使用，是否需要特殊的电源、放大器和其他必需购买、安装、学习和配置的相关设备？

交货周期。如果交货周期较长则你需要花更多的时间来制订计划，甚至需要有一定的传感器存货以防脱销。

准时性。传感器厂商是否准时发货？如果原计划7天内收到货而实际上装运了21天，那么就要花费宝贵的时间重新配置资源和敦促厂商发货。

环境评估。无计划的使用通常使使用环境的保护变得很重要。咖啡杯胡乱一放，高跟鞋随便一踢，都有可能给你这种"办公环境"下的传感器带来灾难，从而增加成本。如果想自行添加对使用环境的保护，别忘了把这部分成本也算到总成本中。

装运。装运费似乎微不足道，但再加上配件、出厂配准、维修和替换零件总费用也相当可观。

如果装运费是根据传感器的重量和数量计算，则要关注一下拟采购产品的相关参数。不同的传感器是否存在尺寸和重量差别？不同国家的传感器税率是否也存在差别？

存货要求。交货周期、可靠性、可维修性、准时装运和其他因素都会影响传感器要求达到的存货级别。

粗略估计是，每年的存货运输成本为25%，在18%～75%之间浮动。根据如下的分析，你的运输成本可能要高于25%。

表 A-1

资金成本	6%～12%
税款	2%～6%
保险	1%～3%
仓库开支	2%～5%
人工搬运	2%～5%
库存控制	3%～6%

（续）

报废	6%~12%
损耗及偷盗	3%~6%
重新校准	5%~10%
总计	30%~65%

再说一次，只要这些产品还放在仓库，上面的年度运输成本就不会消失。

保单。保单有多长？保单的期限是什么时间？有没有附加的保单？保单对哪些项目有限制？

培训。对于传感器及相关仪器的使用，是否具有特殊的教育和培训要求？校准是否需要一门课程？

文档。有没有完善的用户手册和应用提示？用户是否需要花费宝贵时间来学习该产品并撰写使用说明文件？

客户服务。客户服务是否便捷？什么时间可以得到客户服务？对于价格、装运信息和维修等方面的咨询，客服的回应如何？在因特网上有没有定价，能否订货？

技术支持。技术支持是否24h不间断？技术支持是否收费？是否提供全面、准确、及时的信息？

还有疑虑

你是否认为传感器所有权总成本在应用中无关紧要？考虑一下航空公司的经历：采购了一批“实惠”的传感器后结果在15个月发现它们平均只能用一年，年年都要更换。而替换后的传感器价格虽然比原来高20%，但有库存，而且以前的经验说明其对飞机适用。这些传感器从未出过故障，可以连续使用36个月而无需更换。

重要提醒

为了比较传感器的总体寿命成本，可使用所有权总成本计算器（见http://spaceagecontrol.com/calctco.htm）。

结论

对于一项特定的应用，传感器的选型工作包括它们的成本计算。最初购买成本不到产品寿命成本的20%。

只有认真考虑寿命成本才能确保选择了最优的解决方案。

参考文献与资源

1. For an analysis on downtime costs, see *The Hidden Cost of Downtime* (Smart Signal Corporation).
2. Richardson, Helen: Transportation & Distribution, " Control Your Costs Then Cut Them," December 1995.

附录B 智能传感器和传感器电子数据表（TEDS）问答

1. 什么是IEEE 1451

IEEE 1451是一套标准，建立这套标准是为了解决智能传感器系统相关的问题，以及开发一套全面的传感器及软件协议。它有望为智能传感器的各种部件和相关软、硬件的无缝连接奠定基础。

2. 什么是IEEE 1451.2

IEEE 1451.2即上述标准中的第一套标准。该标准是为了以标准化的方式来明确设备操作和校准、传感器与通信设备的标准接口以及用标准库存器件组装智能传感器的能力。IEEE 1451.2具有不少问题，这使它并没有得到实际的应用。

3. 什么是IEEE 1451.4

IEEE 1451.4仅仅关注传感器的TEDS部分和信号调理系统部分。IEEE 145. 4仅仅关注传感器的自我识别，从而采用了一种有效且远比其他智能传感器概念要简单的方法。IEEE 1451.4通过规定一个自我识别参数表来实现这种方法。该表以TEDS的形式存储在传感器中。

4. 什么是P1451.4

IEEE1451.4委员会目前只发表了一项规范草案。各种迹象表明，在形成最终版本之前，这一标准将会有细微的改动。美国国家仪器有限公司及其合作伙伴已决定不再等待最终版本，并且建议传感器厂商基于这一规范草案着手生产相应的传感器。故该草案称为P1451.4[①]以与将来最终定稿的1451.4规范相区分。

5. 什么是TEDS

TEDS是传感器电子数据表（Transducer Electronic Datasheet）的简称。它是由标识传感器的参数构成的表格，保存在传感器的EEprom（电可擦除只读存储器）中，外部的电子器件可以对其进行查询。IEEE委员会尚未对该表进行完整的定义，因此目前初步采用IEEE P1451.4。注意：TEDS表示IEEE 1451.4所定义的传感器之中的数据。Honeywell Sensotec公司在其SIG CAL和SIG MOD产品中连续8年一直采用TEDS概念。SIG CAL即插即用技术中的TEDS定义为Honeywell Sensotec而非IEEE 1451.4标准。

6. 1451.4 TEDS中包含哪些数据

包含4部分的TEDS数据。其中一部分关于某种传感器定义的基本数据。而扩展

① P表示“预发布”。——译者注

TEDS用于存放传感器的所有电气和物理属性。用户部分存放用户设置的传感器位置、下次校准日期等数据。模版部分尚有待于IEEE1451.4委员会进一步进行完整的定义，它很可能包含对各类传感器都不相同的附加数据，并且可以让传感器生产商进行编辑。ASTME74称重传感器的校准曲线即是这部分数据的例子。

表B-1 变送器电子数据表（TEDS）

基本TEDS	制造商ID	Sensotec
	模型号	41
	序列号	462992
	版本码	53e
标准及扩展TEDS	校准日期	2002.4.22
	温度对量程影响	0.004 5
	温度对失调影响	0.004 5
	最低工作温度	−53
	最高工作温度	121
	响应时间	0.000 5
	最小输出	−2
	最大输出	+2
	灵敏度	1.998
	电桥电阻	350
	标称激发	10
	最大激发	15
	最小激发	3
	最大电流	30
用户部分	传感器位置	23 right dyno
	预定校准日期	2003.4.21
模版	特殊校准日期	12.3-0 175x-0.00
	布线规程	布线规程 #15

7. TEDS传感器的输出是什么

TEDS传感器有两种输出：四线输出和双线输出。双线输出即用于加速度计的双线集成电荷泵（integrated charge pump，ICP）输出。四线系统标准要求用两根导线传输数字TEDS数据。而在双线系统中，数字TEDS数据与模拟信号共用同一组导线。

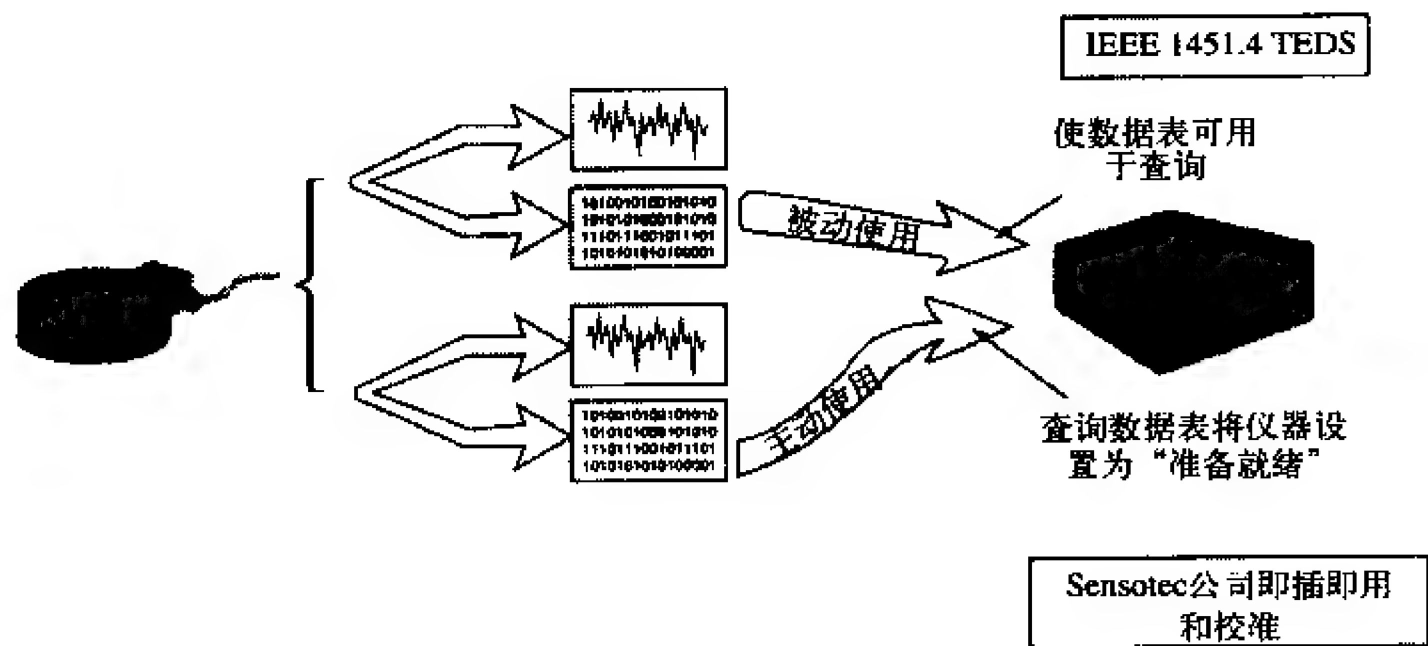


图 B-1

8. 什么是即插即用

即插即用是IEEE1451.4相关技术采用的术语。不过，即插即用意味着用户把传感器接入信号调理电路后一切配置即可自动完成，并随时可以开始测量。IEEE1451.4标准并未明确保证做到这一点。例如，IEEE1451.4规范迄今既没有规定连接器也没有规定布线规程，从而无法处理硬件连接，另外在信号调理系统从EEprom读出信息后，该规范也没有处理TEDS数据。传感器生产商可以决定是否积极采用IEEE1451.4标准。Honeywell Sensotec公司积极地采用了这一标准，并使传感器和信号调理系统具备了“即插即用、自动校准”的功能。

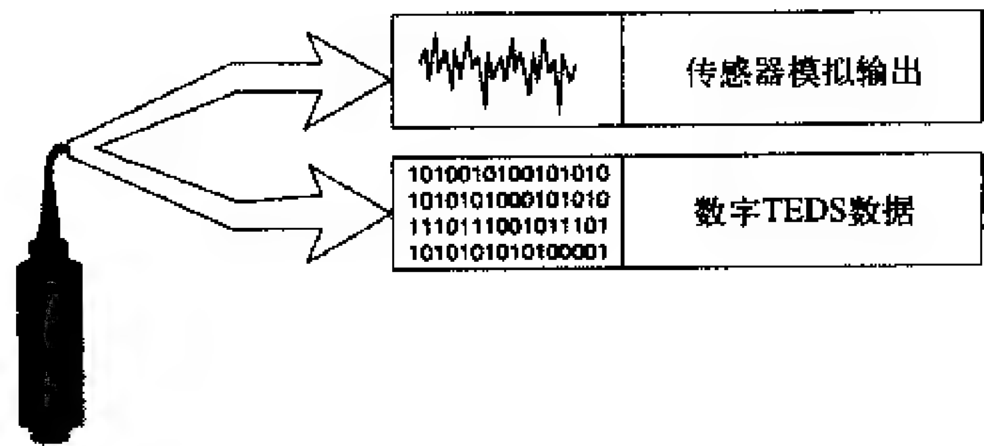


图 B-2

9. Honeywell Sensotec公司“Sig Cal”产品与IEEE 1451.4

IEEE 1451.4标准基于Honeywell Senotec公司“Sig Cal”产品采用的同一EErom撰写而成。Sig Cal传感器到IEEE 1451.4的转换只需改变一下软件即可。IEEE 1451.4定义了一个无源系统，在传感器内只有该系统存有数据表。另一方面，Sig Cal采用Honeywell Sensotec定义的数据表，并用该数据安装SC2000使其做好工作准备。Sig Cal真正做到了“即插即用、自动校准”。

附录C 单位和换算

基本单位和导出SI单位表格

1. 基本单位

量纲	单位	符号
长度	米	m
质量	千克	kg
时间	秒	s
电流	安培	A
热力学温度	开尔文	K
物质的量	摩尔	mol
角	弧度	rad
立体角	球面度	sr
光强	坎德拉	cd

2. 导出SI单位

量	单位	符号	基本单位
面积	平方米		m^2
体积	立方米		m^3
频率	赫兹，圈数每秒	Hz	1/s
密度	千克每立方米		kg/m^3
速度	米每秒		m/s
角速度	弧度每秒		rad/s
加速度	米每平方秒		m/s^2
角加速度	弧度每平方秒		rad/s^2
体积流速	立方米每秒		m^3/s
质量流速	千克每秒		kg/s
力，压力	牛顿	N	$kg \cdot m/s^2$
表面张力	牛顿每米	N/m	kg/s^2
压力	帕斯卡（牛顿每平方米）	$Pa(N/m^2)$	$kg/m \cdot s^2$
动力黏度	牛顿·秒每平方米	$N \cdot s/m^2$	$kg/m \cdot s^2$
运动黏度	平方米每秒		m^2/s
功，能量	焦耳，牛顿·米，瓦特·秒	J，N·m，W·s	$kg \cdot m^2/s^2$
功率	瓦特，焦耳每秒	W, J/s	$kg \cdot m^2/s^3$
比热，气体常数	焦耳每千克度	J/kg·K	$m^2/s^2 \cdot K$

（续）

量	单 位	符 号	基本单位
焓	焦耳每千克	J/kg	m^2/s^2
熵	焦耳每千克度	J/kg · K	$m^2/s^2 \cdot K$
热导率	瓦特每米度	W/m · K	$kg \cdot m/s^3 \cdot K$
扩散系数	平方米每秒		m^2/s
电荷	库伦	C	$A \cdot s$
电动势	伏特	V	$kg \cdot m^2/A \cdot s^3$
电场强度	伏特每米	V/m	$kg \cdot m/A \cdot s^3$
电阻	欧姆	ohm	$kg \cdot m^2/A^2 \cdot s^3$
电导率	安培每伏特米	A/V · m	$A^2 \cdot s^3/kg \cdot m^3$
电容	法拉	F	$A^2 \cdot s^4/kg \cdot m^2$
磁通量	韦伯	Wb	$kg \cdot m^2/s^2 \cdot A$
电感	亨利	H	$kg \cdot m^2/s^2 \cdot A^2$
磁通密度	特斯拉	T	$kg/s^2 \cdot A$

3. 换算系数

该表格列出了不同单位换算成相关SI单位的系数。

名 称	换 算 前	换 算 后	乘 以	除 以
加速度	ft/sec^2	m/s^2	0.304 8	3.281 0
面积	acre	m^2	4 047	2.471×10^{-4}
面积	ft^2	m^2	9.294×10^{-2}	10.7600
面积	hectare	m^2	$1.000 \times 10^{+4}$	1.000×10^{-4}
面积	in^2	m^2	6.452×10^{-4}	1550
密度	g/cm^3	kg/m^3	1000	1.000×10^{-3}
密度	lbm/ft^3	kg/m^3	16.02	6.243×10^{-2}
密度	lbm/in^3	kg/m^3	$2.767 \times 10^{+4}$	3.614×10^{-5}
密度	lb · s^2/in^4	kg/m^3	$1.069 \times 10^{+7}$	9.357×10^{-8}
密度	slug/ft^3	kg/m^3	515.40	1.940×10^{-3}
能量	BTU	J	1055	9.478×10^{-4}
能量	cal	J	4.1859	0.2389
能量	erg	J	1.000×10^{-7}	$1.000 \times 10^{+7}$
能量	ev	J	1.602×10^{-19}	$6.242 \times 10^{+18}$
能量	ft · lbf	J	1.3557	0.7376
能量	kiloton TNT	J	$4.187 \times 10^{+12}$	2.388×10^{-13}
能量	kW · hr	J	$3.600 \times 10^{+16}$	2.778×10^{-7}
能量	megaton TNT	J	$4.187 \times 10^{+15}$	2.388×10^{-16}
力	dyne	N	1.000×10^{-5}	$1.000 \times 10^{+5}$
力	lbf	N	4.4484	0.2248
力	ozf	N	0.2780	3.5968
热容	BTU/lbm · °F	J/kg · °C	4188	2.388×10^{-4}

（续）

名　称	换 算 前	换 算 后	乘　以	除　以
热传递系数	BTU/hr · ft^2 · °F	W/m^2 · °C	5.6786	0.1761
长度	AU	m	$1.496\times10^{+11}$	6.685×10^{-12}
长度	ft	m	0.3048	3.2810
长度	in	m	2.540×10^{-2}	39.3700
长度	mile	m	1609	6.214×10^{-4}
长度	Nautical mile	m	1853	5.397×10^{-4}
长度	parsec	m	$3.085\times10^{+16}$	3.241×10^{-17}
质量	amu	kg	1.661×10^{-27}	$6.022\times10^{+26}$
质量	lbm	kg	0.4535	2.2050
质量	lb · s^2/in	kg	1200.00	5.711×10^{-3}
质量	slug	kg	14.59	6.853×10^{-2}
质量流速	lbm/hr	kg/s	1.260×10^{-4}	7937
质量流速	lbm/sec	kg/s	0.4535	2.2050
转动惯量	ft · lb · s^2	kg · m^2	1.3557	0.7376
转动惯量	in · lb · s^2	kg · m^2	0.1130	8.8510
转动惯量	oz · in · s^2	kg · m^2	7.062×10^{-3}	141.60
功率	BTU/hr	W	0.2931	3.4120
功率	hp	W	745.71	1.341×10^{-3}
功率	tons of refrigeration	W	3516	2.844×10^{-4}
压强	bar	Pa	$1.000\times10^{+5}$	1.000×10^{-5}
压强	dyne/cm^2	Pa	0.1000	10.0000
压强	in. mercury	Pa	3377	2.961×10^{-4}
压强	in. water	Pa	248.82	4.019×10^{-3}
压强	kgf/cm^2	Pa	$9.807\times10^{+4}$	1.020×10^{-5}
压强	lbf/ft^2	Pa	47.89	2.088×10^{-2}
压强	lbf/in^2	Pa	6897	1.450×10^{-4}
压强	mbar	Pa	100.00	1.000×10^{-2}
压强	microns mercury	Pa	0.1333	7.501
压强	mm mercury	Pa	133.3	7.501×10^{-3}
压强	std atm	Pa	$1.013\times10^{+5}$	9.869×10^{-6}
比热	BTU/lbm · °F	J/kg · °C	4186	2.389×10^{-4}
比热	cal/g · °C	J/kg · °C	4186	2.389×10^{-4}
温度	°F	°C	0.5556	1.8000
热导率	BTU/hr · ft · °F	W/m · °C	1.7307	0.5778
热导率	BTU · in/hr · ft^2 · °F	W/m · °C	0.1442	6.9340
热导率	cal/cm · s · °C	W/m · °C	418.60	2.389×10^{-3}
热导率	cal/ft · hr · °F	W/m · °C	6.867×10^{-3}	145.62
时间	day	s	$8.640\times10^{+4}$	1.157×10^{-5}
时间	sidereal year	s	$3.156\times10^{+7}$	3.169×10^{-8}
扭矩	ft · lbf	N · m	1.3557	0.7376

（续）

名称	换算前	换算后	乘以	除以
扭矩	in · lbf	N · m	0.1130	8.8504
扭矩	in · ozf	N · m	7.062×10^{-3}	141.61
速度	ft/min	m/s	5.079×10^{-3}	196.90
速度	ft/s	m/s	0.3048	3.2810
速度	km/hr	m/s	0.2778	3.6000
速度	miles/hr	m/s	0.4470	2.2370
绝对黏度	centipose	N · s/m^2	1.000×10^{-3}	1000
绝对黏度	g/cm · s	N · s/m^2	0.1000	10
绝对黏度	lbf/ft^2 · s	N · s/m^2	47.87	2.089×10^{-2}
绝对黏度	lbm/ft · s	N · s/m^2	1.4881	0.6720
运动黏度	centistoke	m^2/s	1.000×10^{-6}	$1.000\times10^{+6}$
运动黏度	ft^2/sec	m^2/s	9.294×10^{-2}	10.7600
体积	ft^3	m^3	2.831×10^{-2}	35.3200
体积	in^3	m^3	1.639×10^{-5}	$6.102\times10^{+4}$
体积	liters	m^3	1.000×10^{-3}	1000
体积	U.S. gallons	m^3	3.785×10^{-3}	264.20
体积流速	ft^3/min	m^3/s	4.719×10^{-4}	2119
体积流速	U.S. gallons/min	m^3/s	6.309×10^{-5}	$1.585\times10^{+4}$

电单位

名称（符号）	基本单位	单位符号
角频率	弧度/秒	ω
导纳 (Y)	西门子	S
电容 (C)	法拉	F
容抗 (X_C)	欧姆	Ω
中心频率 (F_c)	赫兹	Hz
电荷	库伦	C
导纳 (G) [J]	西门子[mho]	S (υ) [$1/\Omega$]
电导率(σ)	西门子/米	S/m
电流 (I)	安培	A
偶极矩	库伦 · 米	p
电荷	库伦	Q
电流	库伦	Ψ
电流密度	库伦/米^2	D
电极化率	1	χ_e
能量 (E)	焦耳	J
频率	赫兹	Hz
电阻 (Z)	欧姆	Ω
电感 (L)	亨利	H

（续）

名称（符号）	基本单位	单位符号
感抗 (X_L)	欧姆	Ω
焦耳	瓦特 · 秒	J
线性电流密度	安培/米^2	α
磁场	特斯拉	T
磁通量	韦伯	Φ
磁通量链	韦伯	Λ
磁通量密度	特斯拉	B
磁化率	1	χ_m
磁矢势	韦伯/米	A
磁化强度	安培/米	M
磁动势	韦伯	Wb
互感	亨利	$L_{i,j}$ $M_{i,j}$
渗透率	亨利/米	μ
介电常数	法拉/米	ε
相位角	弧度	ϕ
相位系数	弧度	β
电压 (V)	伏特	V
功率 (P)	瓦特	W
磁阻 (R)	1/亨利	1/H
磁阻率	米/亨利	υ
电阻 (R)	欧姆	Ω
电阻率 (ρ)	欧姆 · 米	Ω · m
谐振频率 (F_r)	赫兹	Hz
电荷表面密度	库伦/米^2	σ
电纳 (B)	西门子	S
电荷体密度	库伦/米^3	ρ
体积电阻率	欧姆/米^3	ρ
波长	米	λ

4. 数字前缀

前　缀	符　号	倍　数
vendeko	v	10^{-33}
xenno	x	10^{-27}
yocto	y	10^{-24}
zepto	z	10^{-21}
atto	a	10^{-18}
femto	f	10^{-15}
pico	p	10^{-12}
nano	n	10^{-9}

（续）

前　缀	符　号	倍　数
micro	μ	10^{-6}
milli	m	10^{-3}
centi	c	10^{-2}
deci	d	10^{-1}
deka	da	10^{1}
hecto	h	10^{2}
kilo	k	10^{3}
mega	M	10^{6}
giga	G	10^{9}
tera	T	10^{12}
peta	P	10^{15}
exa	E	10^{18}
zetta	Z	10^{21}
yotta	Y	10^{24}
xenna	X	10^{27}
vendeka	V	10^{33}

附录D 物理常量

来源为http://physics.nist.gov/constants。

基本物理常数——扩展列表

物理量	符号	值	单位	相对标准不确定度μ_r
		通用		
真空中光速	c, c_0	299 792 458	ms^{-1}	（精确）
磁常数	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$=12.566 370 614… × 10^{-7}	NA^{-2}	（精确）
电常数$1/\mu_0 c^2$	ε_0	8.854 187 817… × 10^{-12}	Fm^{-1}	（精确）
真空中特征阻抗 $\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}=\mu_0 c$	Z_0	376.730 313 461…	Ω	（精确）
牛顿重力常数	G	6.6742(10) × 10^{-11}	$m^3kg^{-1}s^{-2}$	1.5 × 10^{-4}
	$G/\hbar c$	6.7087(10) × 10^{-39}	$(GeV/c^2)^{-2}$	1.5 × 10^{-4}
普朗克常数	h	6.626 069 3(11) × 10^{-34}	Js	1.7 × 10^{-7}
以eVs为单位		4.135 667 43(35) × 10^{-15}	eVs	8.5 × 10^{-8}
$h/2\pi$	$\hbar$	1.054 571 68(18) × 10^{-34}	Js	1.7 × 10^{-7}
以eVs为单位		6.582 119 15(56) × 10^{-16}	eVs	8.5 × 10^{-8}
$\hbar c$（以MeV fm为单位）		197.326 968(17)	MeVfm	8.5 × 10^{-8}
普朗克质量$(\hbar/G)^{1/2}$	m_p	2.176 45(16) × 10^{-8}	kg	7.5 × 10^{-5}
普朗克温度$(\hbar c^5/G)^{1/2}/k$	T_p	1.416 79(11) × 10^{32}	K	7.5 × 10^{-5}
普朗克长度 $\hbar/m_p c=(\hbar G/c^3)^{1/2}$	l_p	1.616 24(12) × 10^{-35}	m	7.5 × 10^{-5}
普朗克时间 $l_p/c=(\hbar G/c^5)^{1/2}$	t_p	5.391 21(40) × 10^{-44}	s	7.5 × 10^{-5}
		电磁学		
基本电荷	e	1.602 176 53(14) × 10^{-19}	C	8.5 × 10^{-8}
	e/h	2.417 989 40(21) × 10^{14}	AJ^{-1}	8.5 × 10^{-8}
磁通量量子$h/2e$	Φ_0	2.067 833 72(18) × 10^{-15}	Wb	8.5 × 10^{-8}
电导量子$2e^2/h$	G_0	7.748 091 733(26) × 10^{-5}	S	3.3 × 10^{-9}
电导量子倒数	G_0^{-1}	12 906.403 725(43)	Ω	3.3 × 10^{-9}
约瑟夫森常数[1] $2e/h$	K_J	483 597.879(41) × 10^9	HzV^{-1}	8.5 × 10^{-8}
冯·克里青常数[2] $h/e^2=\mu_0 c/2\alpha$	R_K	25812.807 449(86)	Ω	3.3 × 10^{-9}
波尔磁子$e\hbar/2m_e$	μ_B	927.400 949(80) × 10^{-26}	JT^{-1}	8.6 × 10^{-8}
（以eVT^{-1}为单位）		5.788 381 804(39) × 10^{-5}	eVT^{-1}	6.7 × 10^{-9}

（续）

物理量	符号	值	单位	相对标准不确定度u_r
		电磁学		
波尔磁子$e\hbar/2m_e$	μ_B/h	$13.996\ 245\ 8(12)\times10^{9}$	HzT^{-1}	8.6×10^{-8}
（以eVT^{-1}为单位）	μ_B/hc	46.686 450 7(40)	$m^{-1}T^{-1}$	8.6×10^{-8}
	μ_B/k	0.671 713 1(12)	KT^{-1}	1.8×10^{-6}
	μ_N	$5.050\ 783\ 43(43)\times10^{-27}$	JT^{-1}	8.6×10^{-8}
		$3.152\ 451\ 259(21)\times10^{-8}$	eVT^{-1}	6.7×10^{-9}
核磁子$e\hbar/2m_p$	μ_N/h	7.622 593 71(65)	$MHzT^{-1}$	8.6×10^{-8}
（以eVT^{-1}为单位）	μ_N/hc	$2.542\ 623\ 58(22)\times10^{-2}$	$m^{-1}T^{-1}$	8.6×10^{-8}
	μ_N/k	$3.658\ 263\ 7(64)\times10^{-4}$	KT^{-1}	1.8×10^{-6}
		原子与原子核 常用		
精细结构常数$e^2/4\pi\varepsilon_0\hbar c$	α	$7.297\ 352\ 568(24)\times10^{-3}$		3.3×10^{-9}
精细结构常数倒数	α^{-1}	137.035 999 11(46)		3.3×10^{-9}
里德伯常数$\alpha^2m_ec/2h$	R_∞	10 973 731.568 525(73)	m^{-1}	6.6×10^{-12}
	$R_\infty c$	$3.289\ 841\ 960\ 360(22)\times10^{15}$	Hz	6.6×10^{-12}
	$R_\infty hc$	$2.179\ 872\ 09(37)\times10^{-18}$	J	1.7×10^{-7}
$R_\infty hc$（以eV为单位）		13.605 692 3(12)	eV	8.5×10^{-8}
波尔半径$\alpha/4\pi R_\infty=4\pi\varepsilon_0\hbar^2/m_ee^2$	a_0	$0.529\ 177\ 210\ 8(18)\times10^{-10}$	m	3.3×10^{-9}
Hartree能量$e^2/4\pi\varepsilon_0\alpha_0=2R_\infty hc=\alpha^2m_ec^2$	E_h	$4.359\ 744\ 17(75)\times10^{-18}$	J	1.7×10^{-7}
以eV为单位		27.211 384 5(23)	eV	8.5×10^{-8}
环流量子	$h/2m_e$	$3.636\ 947\ 550(24)\times10^{-4}$	m^2s^{-1}	6.7×10^{-9}
	h/m_e	$7.273\ 895\ 101(48)\times10^{-4}$	m^2s^{-1}	6.7×10^{-9}
		电弱		
费米耦合常数[3]	$G_F/(\hbar c)^3$	$1.166\ 39(1)\times10^{-5}$	GeV^{-2}	8.6×10^{-6}
弱混合角[4]θ_W（在壳）$\sin^2\theta_W=s_W^2\equiv1-(m_W/m_Z)^2$	$\sin^2\theta_W$	0.222 15(76)		3.4×10^{-3}
		电子，e^-		
电子质量	m_e	$9.109\ 382\ 6(16)\times10^{-31}$	Kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子质量u，$m_e=A_r(e)u$		$5.485\ 799\ 094\ 5(24)10^{-4}$	u	4.4×10^{-10}
能当量	m_ec^2	$8.187\ 104\ 7(14)\times10^{-14}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		0.510 998 918(44)	MeV	8.6×10^{-8}
电子-μ介子质量比	m_e/m_μ	$4.836\ 331\ 67(13)\times10^{-3}$		2.6×10^{-8}
电子-τ子质量比	m_e/m_τ	$2.875\ 64(47)\times10^{-4}$		1.6×10^{-4}

（续）

物理量	符号	值	单位	相对标准不确定度u_r
		电子，e^-		
电子-质子质量比	m_e/m_p	$5.446\,170\,217\,3(25)\times10^{-4}$		4.6×10^{-10}
电子-中子质量比	m_e/m_n	$5.438\,673\,448\,1(38)\times10^{-4}$		7.0×10^{-10}
电子-氘核质量比	m_e/m_d	$2.724\,437\,109\,5(13)\times10^{-4}$		4.8×10^{-10}
电子-α粒子质量比	m_e/m_α	$1.370\,933\,555\,75(61)\times10^{-4}$		4.4×10^{-10}
电子电荷与质量比	$-e/m_e$	$-1.758\,820\,12(15)\times10^{11}$	Ckg^{-1}	8.6×10^{-8}
电子摩尔质量N_Am_e	$M(e),Me$	$5.485\,799\,094\,5(24)\times10^{-7}$	$kg\ mol^{-1}$	4.4×10^{-10}
康普顿波长h/m_ec	λ_C	$2.426\,310\,238(16)\times10^{-12}$	m	6.7×10^{-9}
$\lambda_C/2\pi=\alpha\alpha_0=\alpha^2/4\pi R_\infty$	λ_C	$386.159\,267\,8(26)\times10^{-28}$	m	6.7×10^{-9}
电子经典半径$\alpha^2\alpha_0$	r_e	$2.817\,940\,325(28)\times10^{-15}$	m	1.0×10^{-8}
汤姆逊散射截面$(8\pi/3)r_e^2$	σ_e	$0.665\,245\,873(13)\times10^{-28}$	m^2	2.0×10^{-8}
电子磁矩	μ_e	$-928.476\,412(80)\times10^{-26}$	JT^{-1}	8.6×10^{-8}
与波尔磁子比	μ_e/μ_B	$-1.001\,159\,652\,185\,9(38)$		3.8×10^{-12}
与核磁子比	μ_e/μ_N	$-1838.281\,971\,07(85)$		4.6×10^{-10}
电子反常磁矩$\vert\mu_e\vert/\mu_B-1$	a_e	$1.159\,652\,185\,9(38)\times10^{-3}$		3.2×10^{-9}
电子g因子$-2(1+\alpha_e)$	g_e	$-2.002\,319\,304\,371\,8(75)$		3.8×10^{-12}
电子-μ介子磁矩比	μ_e/μ_μ	$206.766\,989\,4(54)$		2.6×10^{-8}
电子-质子磁矩比	μ_e/μ_p	$-658.210\,686\,2(66)$		1.0×10^{-8}
电子-受遮蔽质子磁矩比（水，大气，25℃）	μ_e/μ_p'	$-658.227\,595\,6(71)$		1.1×10^{-8}
电子-中子磁矩比	μ_e/μ_n	$960.920\,50(23)$		2.4×10^{-7}
电子-氘核磁矩比	μ_e/μ_d	$-2143.923\,493(23)$		1.1×10^{-8}
电子-受屏蔽氘核[5]磁矩比（气体，大气，25℃）	μ_e/μ_h'	$864.058\,255(10)$		1.2×10^{-8}
电子回旋磁性比$2\vert\mu_e\vert/\hbar$	γ_e	$1.760\,859\,74(15)\times10^{11}$	$s^{-1}T^{-1}$	8.6×10^{-8}
	$\gamma_e/2\pi$	$28\,024.953\,2(24)$	$MHzT^{-1}$	8.6×10^{-8}
		μ介子，μ^-		
μ介子质量	m_μ	$1.883\,531\,40(33)\times10^{-28}$	kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子质量u，$m_\mu=A_r(\mu)u$		$0.113\,428\,926\,4(30)$	u	2.6×10^{-8}
能当量	$m_\mu c^2$	$1.692\,833\,60(29)\times10^{-11}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		$105.658\,369\,2(94)$	MeV	8.9×10^{-8}
μ介子-电子质量比	m_μ/m_e	$206.768\,283\,8(54)$		2.6×10^{-8}
μ介子-τ介子质量比	m_μ/m_τ	$5.945\,92(97)\times10^{-2}$		1.6×10^{-4}
μ介子-质子质量比	m_μ/m_p	$0.112\,609\,526\,9(29)$		2.6×10^{-8}
μ介子-中子质量比	m_μ/m_n	$0.112\,454\,517\,5(29)$		2.6×10^{-8}
μ介子摩尔质量N_Am_μ	$M(\mu),M_\mu$	$0.113\,428\,926\,4(30)\times10^{-3}$	$kg\ mol^{-1}$	2.6×10^{-8}
μ介子康普顿波长$h/m_\mu c$	$\lambda_{C,\mu}$	$11.734\,441\,05(30)\times10^{-15}$	m	2.5×10^{-8}
$\lambda_{C\mu}/2\pi$	$\lambda_{C,\mu}$	$1.867\,594\,298(47)\times10^{-15}$	m	2.5×10^{-8}

（续）

物 理 量	符 号	值	单 位	相对标准不确定度ν_r
		μ介子，μ^-		
μ介子磁矩	μ_μ	$-4.490\ 447\ 99(40)\times10^{-26}$	JT^{-1}	8.9×10^{-8}
与波尔磁子比	μ_μ/μ_B	$-4.841\ 970\ 45(13)\times10^{-3}$		2.6×10^{-8}
与原子核磁子比	μ_μ/μ_N	$-8.890\ 596\ 98(23)$		2.6×10^{-8}
μ介子反常磁矩 $\lvert\mu_\mu\rvert/(e\hbar/2m_\mu)-1$	a_μ	$1.165\ 919\ 81(62)\times10^{-3}$		5.3×10^{-7}
μ介子g因子$-2(1+\alpha_\mu)$	g_μ	$-2.002\ 331\ 839\ 6(12)$		6.2×10^{-10}
μ介子-质子磁矩比	μ_μ/μ_p	$-3.183\ 345\ 118(89)$		2.8×10^{-8}
		τ介子，τ^-		
τ介子质量[6]	m_τ	$3.167\ 77(52)\times10^{-27}$	kg	1.6×10^{-4}
以u为单位，相对于原子质量u，$m_\tau=A_r(\tau)$u		$1.907\ 68(31)$	u	1.6×10^{-4}
能当量	$m_\tau c^2$	$2.847\ 05(46)\times10^{-10}$	J	1.6×10^{-4}
以MeV为单位		$1\ 776.99(29)$	MeV	1.6×10^{-4}
τ介子-电子质量比	m_τ/m_e	$3\ 477.48(57)$		1.6×10^{-4}
τ介子-μ介子质量比	m_τ/m_μ	$16.818\ 3(27)$		1.6×10^{-4}
τ介子-质子质量比	m_τ/m_p	$1.893\ 90(31)$		1.6×10^{-4}
τ介子-中子质量比	m_τ/m_n	$1.891\ 29(31)$		1.6×10^{-4}
τ介子摩尔质量$N_A m_\tau$	$M(\tau),M_\tau$	$1.907\ 68(31)\times10^{-3}$	kg mol^{-1}	1.6×10^{-4}
τ介子康普顿波长$h/m_\tau c$	$\lambda_{C,\tau}$	$0.697\ 72(11)\times10^{-15}$	m	1.6×10^{-4}
$\lambda_{C,\tau}/2\pi$	$\bar{\lambda}_{C,\tau}$	$0.111\ 046(18)\times10^{-15}$	m	1.6×10^{-4}
		质子，p		
质子质量	m_p	$1.672\ 621\ 71(29)\times10^{-27}$	kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子质量u，$m_p=A_r(p)$u		$1.007\ 276\ 466\ 88(13)$	u	1.3×10^{-10}
能当量	$m_p c^2$	$1.503\ 277\ 43(26)\times10^{-10}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		$938.272\ 029(80)$	MeV	8.6×10^{-8}
质子-电子质量比	m_p/m_e	$1836.152\ 672\ 61(85)$		4.6×10^{-10}
质子-μ介子质量比	m_p/m_μ	$8.880\ 243\ 33(23)$		2.6×10^{-8}
质子-τ介子质量比	m_p/m_τ	$0.528\ 012(86)$		1.6×10^{-4}
质子-中子质量比	m_p/m_n	$0.998\ 623\ 478\ 72(58)$		5.8×10^{-10}
质子电荷质量比	e/m_p	$9.578\ 833\ 76(82)\times10^{7}$	Ckg^{-1}	8.6×10^{-8}
质子摩尔质量$N_A m_p$	$M(p),M_p$	$1.007\ 276\ 466\ 88(13)\times10^{-3}$	kg mol^{-1}	1.3×10^{-10}
质子康普顿波长$h/m_p c$	$\lambda_{C,p}$	$1.321\ 409\ 855\ 5(88)\times10^{-15}$	m	6.7×10^{-9}
$\lambda_{C,p}/2\pi$	$\bar{\lambda}_{C,p}$	$0.210\ 308\ 910\ 4(14)\times10^{-15}$	m	6.7×10^{-9}
质子电荷均方根半径	R_p	$0.875\ 0(68)\times10^{-15}$	m	7.8×10^{-3}
质子磁矩	μ_p	$1.410\ 606\ 71(12)\times10^{-26}$	JT^{-1}	8.7×10^{-8}
与波尔磁子比	μ_p/μ_B	$1.521\ 032\ 206(15)\times10^{-3}$		1.0×10^{-8}
与原子核磁子比	μ_p/μ_N	$2.792\ 847\ 351(28)$		1.0×10^{-8}

（续）

物理量	符号	值	单位	相对标准不确定度v_r
		质子，p		
质子g因子$2\mu_p/\mu_N$	g_p	5.585 694 701(56)		1.0×10^{-8}
质子-中子磁矩比	μ_p/μ_n	−1.459 898 05(34)		2.4×10^{-7}
受屏蔽质子磁矩（H_2O，大气，25°C）	μ_p'	$1.410\ 570\ 47(12)\times10^{-26}$	JT^{-1}	8.7×10^{-8}
与波尔磁子比	μ_p'/μ_B	$1.520\ 993\ 132(16)\times10^{-3}$		1.1×10^{-8}
与原子核磁子比	μ_p'/μ_N	2.792 775 604(30)		1.1×10^{-8}
质子磁屏蔽修正 $1-\mu_p'/\mu_p$（H_2O，大气，25°C）	σ_p'	$25.689(15)\times10^{-6}$		5.7×10^{-4}
质子回旋磁性比$2\mu_p/\hbar$	γ_p	$2.675\ 222\ 05(23)\times10^{8}$	$s^{-1}T^{-1}$	8.6×10^{-8}
	$\gamma_p/2\pi$	42.577 481 3(37)	$MHzT^{-1}$	8.6×10^{-8}
受屏蔽质子回旋磁性比 $2\mu_p'/\hbar$（H_2O，大气，25°C）	γ_p'	$2.675\ 153\ 33(23)\times10^{8}$	$s^{-1}T^{-1}$	8.6×10^{-8}
	$\gamma_p'/2\pi$	42.576 387 5(37)	$MHzT^{-1}$	8.6×10^{-8}
		中子，n		
中子质量	m_n	$1.674\ 927\ 28(29)\times10^{-27}$	kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子质量u，$m_n=A_r(n)u$		1.008 664 915 60(55)	u	5.5×10^{-10}
能当量	m_nc^2	$1.505\ 349\ 57(26)\times10^{-10}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		939.565 360(81)	MeV	8.6×10^{-8}
中子-电子质量比	m_n/m_e	1838.683 659 8(13)		7.0×10^{-10}
中子-μ介子质量比	m_n/m_μ	8.892 484 02(23)		2.6×10^{-8}
中子-τ介子质量比	m_n/m_τ	0.528 740(86)		1.6×10^{-4}
中子-质子质量比	m_n/m_p	1.001 378 418 70(58)		5.8×10^{-10}
中子摩尔质量N_Am_n	$M(n),M_n$	$1.008\ 664\ 915\ 60(55)\times10^{-3}$	$kg\ mol^{-1}$	5.5×10^{-10}
中子康普顿波长h/m_nc	$\lambda_{C,n}$	$1.319\ 590\ 906\ 7(88)\times10^{-15}$	m	6.7×10^{-9}
$\lambda_{C,n}/2\pi$	$\lambda_{C,n}$	$0.210\ 019\ 415\ 7(14)\times10^{-15}$	m	6.7×10^{-9}
中子磁矩	μ_n	$-0.966\ 236\ 45(24)\times10^{-26}$	JT^{-1}	2.5×10^{-7}
与波尔磁子比	μ_n/μ_B	$-1.041\ 875\ 63(25)\times10^{-3}$		2.4×10^{-7}
与原子核磁子比	μ_n/μ_N	−1.913 042 73(45)		2.4×10^{-7}
中子g因子$2\mu_n/\mu_N$	g_n	−3.826 085 46(90)		2.4×10^{-7}
中子-电子磁矩比	μ_n/μ_e	$1.040\ 668\ 82(25)\times10^{-3}$		2.4×10^{-7}
中子-质子磁矩比	μ_n/μ_p	−0.684 979 34(16)		2.4×10^{-7}
中子-受屏蔽质子磁矩比（H_2O，大气，25°C）	μ_n/μ_p'	−0.684 996 94(16)		2.4×10^{-7}
中子回旋磁性比$2\|\mu_n\|/\hbar$	γ_n	$1.832\ 471\ 83(46)\times10^{8}$	$s^{-1}T^{-1}$	2.5×10^{-7}

（续）

物 理 量	符 号	值	单 位	相对标准不确定度ν_r
		中子，n		
	$\gamma_n/2\pi$	29.164 695 0(73)	$\mathrm{MHzT^{-1}}$	2.5×10^{-7}
		氘核，d		
氘核质量	m_d	$3.343\,583\,35(57)\times10^{-27}$	kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子				
质量u，$m_d=A_r(d)u$		2.013 553 212 70(35)	u	1.7×10^{-10}
能当量	m_dc^2	$3.005\,062\,85(51)\times10^{-10}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		1875.612 82(16)	MeV	8.6×10^{-8}
氘核-电子质量比	m_d/m_e	3670.482 965 2(18)		4.8×10^{-10}
氘核-质子质量比	m_d/m_p	1.999 007 500 82(41)		2.0×10^{-10}
氘核摩尔质量N_Am_d	$M(d), M_d$	$2.013\,553\,212\,70(35)\times10^{-3}$	$\mathrm{kg\ mol^{-1}}$	1.7×10^{-10}
氘核电荷均方根半径	R_d	$2.139\,4(28)\times10^{-15}$	m	1.3×10^{-3}
氘核磁矩	μ_d	$0.433\,073\,482(38)\times10^{-26}$	$\mathrm{JT^{-1}}$	8.7×10^{-8}
与波尔磁子比	μ_d/μ_B	$0.466\,975\,456\,7(50)\times10^{-3}$		1.1×10^{-8}
与原子核磁子比	μ_d/μ_N	0.857 438 232 9(92)		1.1×10^{-8}
氘核-电子磁矩比	μ_d/μ_e	$-4.664\,345\,548(50)\times10^{-4}$		1.1×10^{-8}
氘核-质子磁矩比	μ_d/μ_p	0.307 012 208 4(45)		1.5×10^{-8}
氘核-中子磁矩比	μ_d/μ_n	−0.448 206 52(11)		2.4×10^{-7}
		氦核，h		
氦核质量[5]	m_h	$5.006\,412\,14(86)\times10^{-27}$	kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子				
质量u，$m_h=A_r(h)u$		3.014 932 243 4(58)	u	1.9×10^{-9}
能当量	m_hc^2	$4.499\,538\,84(77)\times10^{-10}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		2808.391 42(24)	MeV	8.6×10^{-8}
氦核-电子质量比	m_h/m_e	5495.885 269(11)		2.0×10^{-9}
氦核-质子质量比	m_h/m_p	2.993 152 667 1(58)		1.9×10^{-9}
氦核摩尔质量N_Am_h	$M(h), M_h$	$3.014\,932\,243\,4(58)\times10^{-3}$	$\mathrm{kg\ mol^{-1}}$	1.9×10^{-9}
受屏蔽氦核磁矩	μ_h'	$-1.074\,553\,024(93)\times10^{-26}$	$\mathrm{JT^{-1}}$	8.7×10^{-8}
（气体，大气，25℃）				
与波尔磁子比	μ_h'/μ_B	$-1.158\,671\,474(14)\times10^{-3}$		1.2×10^{-8}
与原子核磁子比	μ_h'/μ_N	−2.127 497 723(25)		1.2×10^{-8}
受屏蔽氦核-质子磁矩比	μ_h'/μ_p	−0.761 766 562(12)		1.5×10^{-8}
（气体，大气，25℃）				
受屏蔽氦核受屏蔽质子磁矩比	μ_h'/μ_p'	−0.761 786 131 3(33)		4.3×10^{-9}
（气体/H_2O，大气，25℃）				
受屏蔽氦核回旋磁性比	γ_h'	$2.037\,894\,70(18)\times10^{8}$	$\mathrm{s^{-1}T^{-1}}$	8.7×10^{-8}
$2\vert\mu_h'\vert/\hbar$				
（气体，大气，25℃）	$\gamma_h'/2\pi$	32.434 101 5(28)	$\mathrm{MHzT^{-1}}$	8.7×10^{-8}

（续）

物理量	符号	值	单位	相对标准不确定度u_r
		α粒子，α		
α粒子质量	m_α	$6.644\ 656\ 5(11)\times10^{-27}$	kg	1.7×10^{-7}
以u为单位，相对于原子				
质量u，$m_\alpha=A_r(\alpha)$u		4.001 506 179 149(56)	u	1.4×10^{-11}
能当量	$m_\alpha c^2$	$5.971\ 919\ 4(10)\times10^{-10}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		3727.379 17(32)	MeV	8.6×10^{-8}
α粒子—电子质量比	m_α/m_e	7294.299 536 3(32)		4.4×10^{-10}
α粒子—质子质量比	m_α/m_p	3.972 599 689 07(52)		1.3×10^{-10}
α粒子摩尔质量N_Am_α	$M(\alpha)$, M_α	$4.001\ 506\ 179\ 149(56)\times10^{-3}$	kg mol^{-1}	1.4×10^{-11}
		物理化学方面		
阿伏伽德罗常数	N_A, L	$6.022\ 141\ 5(10)\times10^{23}$	mol^{-1}	1.7×10^{-7}
原子质量常数	m_u	$1.660\ 538\ 86(28)\times10^{-27}$	kg	1.7×10^{-7}
$m_u=m(^{12}C)/12=1u$				
$=10^{-3}$kg mol$^{-1}/N_A$				
能当量	m_uc^2	$1.492\ 417\ 90(26)\times10^{-10}$	J	1.7×10^{-7}
以MeV为单位		931.494 043(80)	MeV	8.6×10^{-8}
法拉第常数[7] N_Ae	F	96 485.338 3(83)	Cmol^{-1}	8.6×10^{-8}
摩尔的普朗克常数	$N_A h$	$3.990\ 312\ 716(27)\times10^{-10}$	Jsmol^{-1}	6.7×10^{-9}
	$N_A hc$	0.119 626 565 72(80)	Jmmol^{-1}	6.7×10^{-9}
摩尔气体常数	R	8.314 472(15)	Jmol^{-1}K^{-1}	1.7×10^{-6}
玻尔兹曼常数R/N_A	k	$1.380\ 650\ 5(24)\times10^{-23}$	JK^{-1}	1.8×10^{-6}
以eVK^{-1}为单位		$8.617\ 343(15)\times10^{-5}$	eV K^{-1}	1.8×10^{-6}
	k/h	$2.083\ 664\ 4(36)\times10^{10}$	HzK^{-1}	1.7×10^{-6}
	k/hc	69.503 58(12)	m^{-1}K^{-1}	1.7×10^{-6}
理想气体的摩尔量RT/p				
$T=273.15$K，$p=101.325$kPa	V_m	$22.413\ 996(39)\times10^{-3}$	m^{3}mol^{-1}	1.7×10^{-6}
劳施密特常数N_A/V_m	n_0	$2.686\ 777\ 3(47)\times10^{25}$	m^{-3}	1.8×10^{-6}
$T=273.15$K，$p=100$kPa	V_m	$22.710\ 981(40)\times10^{-3}$	m^{3}mol^{-1}	1.7×10^{-6}
萨克尔－泰特洛德常数				
（绝对熵常数）[8]				
$5/2+\ln[(2\pi m_ukT_1/h^2)^{3/2}kT_1/p_0)]$				
$T_1=1$K，$p_0=100$kPa	S_0/R	−1.151 704 7(44)		3.8×10^{-6}
$T_1=1$K，$p_0=101.325$kPa		−1.164 867 7(44)		3.8×10^{-6}
斯蒂芬–玻尔兹曼常数	σ	$5.670\ 400(40)\times10^{-8}$	Wm^{-2}K^{-4}	7.0×10^{-6}
$(\pi^2/60)k^4/\hbar^3c^2$				
第一辐射常数$2\pi hc^2$	c_1	$3.741\ 771\ 38(64)\times10^{-16}$	Wm^2	1.7×10^{-7}
光谱辐射的第一辐射常数	c_{1L}	$1.191\ 042\ 82(20)\times10^{-16}$	Wm^{2}sr^{-1}	1.7×10^{-7}
$2hc^2$				

（续）

物理量	符号	值	单位	相对标准不确定度u_r
		物理化学方面		
第二辐射常数hc/k	c_2	$1.438\,775\,2(25)\times10^{-2}$	mK	1.7×10^{-6}
维恩位移定律常数 $b=\lambda_{max}T=c_2/4.965\,114\,231...$	b	$2.897\,768\,5(51)\times10^{-3}$	mK	1.7×10^{-6}

注：1. 对于国际上习惯用来借助Josephson效应表示电压的采用值，参见“采用值”表。

2. 对于国际上习惯用来借助J量子霍尔效应表示电阻的采用值，参见“采用值”表。

3. 该值为Particle Data Group推荐值（Hagiwara，*et al.*，2002）。

4. 基于由Particle Data Group（Hagiwara，*et al.*，2002）建议的W和Z玻色子质量值m_W/m_Z。他们依据修正的最小减除（MS，minimal subtraction）方案中的一个特殊变量（particular variant）建议$\sin^2\theta_W$值为$\sin^2\theta_W(M_Z)=0.231\,24(24)$。

5. 氦核（符号为h）即^{3}He的原子核。

6. 该值及其他涉及m_τ的值都是基于Particle Data Group（Hagiwara，*et al.*，2002）建议的$m_\tau c^2$的值（以MeV为单位），但其不确定度采用0.29MeV，而不是该组织引用的不确定度−0.26MeV，+0.29MeV。

7. 在按照基于Josephson效应和量子霍尔效应的伏特表示和欧姆表示测量电流时，用于库伦化学测量的F的数值为96 485.336(16)[1.7×10^{-7}]；Josephson常数和von Klitzing常数的国际习惯采用值K_{J-90}和R_{J-90}见“采用值”表。

8. 具有相对原子质量A_r的理想单原子气体的熵由下式给出：$S=S_0+3/2R\ln A_r-R\ln(p/p_0)+5/2R\ln(T/K)$。

9. 质量为$m(X)$粒子X的相对原子质量$A_r(X)$定义为$A_r(X)=m(X)/m_u$，式中$m_u=m(^{12}C)/12=M_u/N_A=1u$为原子质量常数，$N_A$为Avogadro常数，u为原子质量单位。这样，粒子X以u为单位的质量表示为$m(X)=A_r(X)u$，X的摩尔质量为$M(X)=A_r(X)M_u$。

10. 该值为利用Josephson效应表示电压时的国际采用值。

11. 该值为在利用量子霍尔效应进行欧姆表示时的国际采用值。[a]该值为无杂质的理想单晶自然硅晶格参数（晶胞边长），通过测量已消除杂质影响的近乎完全纯正的单晶硅而得到。

附录E 介电常数

介电常数和介电强度

给出相对介电常数的值。如e在真空条件下r=1.000 00，所有值均是相对于真空条件的值。

[绝对介电常数由相对介电常数乘以e0=8.854 2 × 10^{-12}F/m（自由空间的介电常数）得到]

物　质	介电常数 k（相对）	介电强度（V/mil）	最高温度（°F）
ABS（塑料）	2.4~3.8	410	140
空气	1.000 54	30~70	
氧化铝	8.1~9.5		
铝硅酸盐	5.3~5.5		
酚醛树脂	3.7		
酚醛树脂(云母填充)	4.7	325~375	
蜂蜡(黄色)	2.7		
氧化铍	6.7		
丁基橡胶	2.4		
钻石	5.5~10		
聚甲醛树酯(乙酰树脂)	3.7	500	180
牙釉质	5.1	450	
环氧玻璃PCB	5.2	700	
丽光板XX	4.00		
熔凝石英	3.8		
熔融石英(玻璃)	3.8		
锗	16		
玻璃	4~10		
古塔胶	2.6		
光蜡油	4.8		
Kapton®类型100	3.9	7 400	500
类型150	2.9	4 400	
Kel-F	2.6		

（续）

物　质	介电常数 k（相对）	介电强度 (V/mil)	最高温度 (°F)
Lexan®	2.96	400	275
透明合成树脂	2.8		
云母	4.5~8.0	3 800~5 600	
云母，红宝石	5.4		
Micarta 254	3.4~5.4		
Mylar®	3.2	7 000	250
氯丁橡胶（Neoprene）	6~9	600	
氯丁橡胶（Neoprene rubber）	6.7		
Nomex®		800	450
尼龙	3.2~5	400	280
油（矿物，Squibb）	2.7	200	
纸（捆绑后）	3.0	200	
石蜡	2~3		
酚（玻璃填充）	5~7		
酚醛塑料（纤维素填充）	4~15		
酚醛塑料（云母填充）	4.7~7.5		
Plexiglass®	2.2~3.4	450~990	
（低密度/高密度）聚乙烯	2.3	450~1 200	170
聚酰胺	2.5~2.6		
聚丙烯	2.2	500	250
聚苯乙烯	2.5~2.6	500	
聚氯乙烯（PVC）	3	725	140
陶瓷	5.1~5.9	40~280	
耐热玻璃（Corning 7740）	5.1	335	
（熔炼）石英	4.2	150~200	
RT/Duroid 5880	2.20		
橡胶（硅树脂）	3.2	150~500	170
红宝石	11.3		
硅	11.7~12.9	100~700	300
硅油	2.5		
室温硫化硅树脂	3.6	550	
皂石	5.3~6.5		

（续）

物　质	介电常数 k（相对）	介电强度（V/mil）	最高温度（°F）
钛酸锶	233		
Teflon®（聚四氟乙烯）	2.0~2.1	1 000	480
Tenite	2.9~4.5		
变压器油	4.5		
真空（自由空间）	1.000 00		
Valox®		1 560	400
凡士林	2.16		
乙烯基	2.8~4.5		
水(32°F) (68°F) (212°F)	88.0 80.4 55.3	80	
（蒸馏）水	76.7~78.2		
木材	1.2~2.1		

附录F 折 射 率

材 料	折 射 率
真空	1.000 00
标准温压下大气	1.000 29
冰	1.31
水（20℃）	1.33
丙酮	1.36
普通酒精	1.36
糖溶液(30%)	1.38
氟石	1.433
熔融石英	1.46
甘油	1.473
糖溶液(80%)	1.49
典型冕牌玻璃	1.52
冕牌玻璃	1.52~1.62
Spectacle crown.C-1	1.523
氯化钠	1.54
聚苯乙烯	1.55~1.59
二硫化碳	1.63
火石玻璃	1.57~1.75
重火石玻璃	1.65
特重火石玻璃,EDF-3	1.720 0
二碘甲烷	1.74
蓝宝石	1.77
稀土元素火石	1.7~1.84
镧火石	1.82~1.98
三硫化二砷玻璃	2.04
钻石	2.417

附录G 工程材料性质

该表按字母顺序列出了不同的工程原料性质。单位采用国际单位制（SI）。

密度	丙烯酸	1 400	kg/m^3
密度	空气（2 800m）	0.980 0	kg/m^3
密度	空气（STP）	1.293 0	kg/m^3
密度	铝2024-T3	2 770	kg/m^3
密度	铝3003	2 700	kg/m^3
密度	铝6061-T6	2 700	kg/m^3
密度	铝7079-T6	2 740	kg/m^3
密度	液态氨	682.10	kg/m^3
密度	液态氩	1 390	kg/m^3
密度	铍QMV	1 850	kg/m^3
密度	硼硅酸盐Ohara E6	2 180	kg/m^3
密度	硼硅酸盐Tempax	2 230	kg/m^3
密度	混凝土	2 242	kg/m^3
密度	纯铜	8 900	kg/m^3
密度	Dow Corning 200 (350cSt)	968.00	kg/m^3
密度	熔融石英	2 200	kg/m^3
密度	玻璃棉	64.00	kg/m^3
密度	纯金	1.932×10^4	kg/m^3
密度	液态氦	125.00	kg/m^3
密度	液态氢	70.00	kg/m^3
密度	铁	7 830	kg/m^3
密度	纯铅	1.134×10^4	kg/m^3
密度	镁AZ31B-H24	1 770	kg/m^3
密度	镁HK31A-H24	1 790	kg/m^3
密度	液态甲烷	424.00	kg/m^3
密度	锻制钼	1.030×10^4	kg/m^3
密度	液态氖	1 200	kg/m^3
密度	纯镍	8 900	kg/m^3
密度	液态氮	804.00	kg/m^3

（续）

密度	尼龙	1 700	kg/m^3
密度	铂	2.145×10^4	kg/m^3
密度	聚碳酸酯	1 300	kg/m^3
密度	聚乙烯	2 300	kg/m^3
密度	聚四氟乙烯	1 200	kg/m^3
密度	SiC Alpha	2 975	kg/m^3
密度	Sic sintered KT	2 975	kg/m^3
密度	纯银	1.050×10^4	kg/m^3
密度	钢 AISI 304	8 030	kg/m^3
密度	钢 AISI C1020	7 850	kg/m^3
密度	钽	1.660×10^4	kg/m^3
密度	钛B 120VCA	4 850	kg/m^3
密度	钨	1.930×10^4	kg/m^3
密度	水（4℃）	999.97	kg/m^3
密度	白松木	513.00	kg/m^3
弹性系数	铝 2024-T3	7.310×10^{10}	Pa
弹性系数	铝 6061-T6	7.310×10^{10}	Pa
弹性系数	铝 7079-T6	7.172×10^{10}	Pa
弹性系数	铍QMV	2.897×10^{11}	Pa
弹性系数	硼硅酸盐Ohara E6	5.743×10^{10}	Pa
弹性系数	硼硅酸盐 Tempax	6.200×10^{10}	Pa
弹性系数	纯铜	1.172×10^{11}	Pa
弹性系数	纯金	7.448×10^{10}	Pa
弹性系数	纯石墨	1.379×10^{10}	Pa
弹性系数	镁 AZ31B-H24	4.483×10^{10}	Pa
弹性系数	镁 HK31A-H24	4.414×10^{10}	Pa
弹性系数	锻制钼	2.759×10^{11}	Pa
弹性系数	纯镍	2.207×10^{11}	Pa
弹性系数	铂	1.469×10^{11}	Pa
弹性系数	SiC alpha	4.760×10^{11}	Pa
弹性系数	SiC sintered KT	3.320×10^{11}	Pa
弹性系数	纯银	7.241×10^{10}	Pa
弹性系数	钢 AISI 304	1.931×10^{11}	Pa
弹性系数	钢 AISI C1020	2.034×10^{11}	Pa

（续）

弹性系数	钽	1.862×10^{11}	Pa
弹性系数	钛 B 120VCA	1.021×10^{11}	Pa
弹性系数	钨	3.448×10^{11}	Pa
电阻系数	铝 2017	4.000×10^{-8}	Ω · m
电阻系数	铝 3003	4.000×10^{-8}	Ω · m
电阻系数	铝 99.996%	2.655×10^{-8}	Ω · m
电阻系数	铜	1.673×10^{-8}	Ω · m
电阻系数	镍 ASTM B160	1.000×10^{-7}	Ω · m
电阻系数	钢 AISI 304	7.200×10^{-7}	Ω · m
电阻系数	钢 AISI C1020	1.000×10^{-7}	Ω · m
热容量	空气	1 006	J/kg · ℃
热容量	铝 2024-T3	963.00	J/kg · ℃
热容量	铝 6061-T6	963.00	J/kg · ℃
热容量	铝 7079-T6	963.00	J/kg · ℃
热容量	铍QMV	1 884	J/kg · ℃
热容量	硼硅酸盐玻璃	710.00	J/kg · ℃
热容量	混凝土	1 000	J/kg · ℃
热容量	纯铜	385.00	J/kg · ℃
热容量	Dow Corning 200（350 cST）	1 465	J/kg · ℃
热容量	乙醇（25℃）	2 453	J/kg · ℃
热容量	纯金	130.00	J/kg · ℃
热容量	冰	2 093	J/kg · ℃
热容量	铁	440.00	J/kg · ℃
热容量	纯铅	130.00	J/kg · ℃
热容量	镁 AZ31B-H24	1047	J/kg · ℃
热容量	镁 HK31A-H24	544.00	J/kg · ℃
热容量	甲醇（25℃）	2 547	J/kg · ℃
热容量	锻制钼	293.00	J/kg · ℃
热容量	纯镍	461.00	J/kg · ℃
热容量	铂	130.00	J/kg · ℃
热容量	SiC alpha	1 300	J/kg · ℃
热容量	SiC sintered KT	1 340	J/kg · ℃
热容量	硅（0℃）	937.00	J/kg · ℃
热容量	纯银	235.00	J/kg · ℃

（续）

热容量	钢 AISI 304	503.00	J/kg · ℃
热容量	钢 AISI C1020	419.00	J/kg · ℃
热容量	钽	126.00	J/kg · ℃
热容量	钛 B 120VCA	544.00	J/kg · ℃
热容量	钨	138.00	J/kg · ℃
热容量	水	4 216	J/kg · ℃
燃烧热	甲烷	55.70	MJ/kg
燃烧热	辛烷	47.70	MJ/kg
熔解热	氮	25.50	kJ/kg
熔解热	水	334.00	kJ/kg
汽化热	氨	1 368	kJ/kg
汽化热	氩	162.76	kJ/kg
汽化热	氦	23.93	kJ/kg
汽化热	氢	451.90	kJ/kg
汽化热	甲烷	577.40	kJ/kg
汽化热	氖	87.03	kJ/kg
汽化热	氮	199.20	kJ/kg
汽化热	水（100℃）	2 258	kJ/kg
传热系数	空气 V=0m/s	5.600 0	W/℃ · m^2
传热系数	空气 V=3.4m/s	18.90	W/℃ · m^2
传热系数	空气 V=6.7m/s	38.00	W/℃ · m^2
运动粘度	空气（101kPa）	1.800×10^{-5}	m^2/s
运动粘度	Dow Corning 200（350cSt）	1.121×10^{-7}	m^2/s
运动粘度	水（0℃）	1.753×10^{-6}	m^2/s
泊松比	铝 2024-T3	0.330 0	
泊松比	铝 6061-T6	0.330 0	
泊松比	铝 7079-&6	0.330 0	
泊松比	铍 QMV	0.030 0	
泊松比	硼硅酸盐 Ohara E6	0.195 0	
泊松比	硼硅酸盐 Tempax	0.220 0	
泊松比	纯铜		
泊松比	纯金	0.420 0	
泊松比	纯铅	0.420 0	
泊松比	镁 AZ31B-H24	0.350 0	
泊松比	镁 HK31A-H24	0.350 0	

（续）

泊松比	煅制钼	0.320 0	
泊松比	纯镍		
泊松比	铂	0.390 0	
泊松比	纯银	0.370 0	
泊松比	钢 AISI 304	0.290 0	
泊松比	钢 AISI C1020	0.290 0	
泊松比	钽	0.350 0	
泊松比	钛 B 120VCA	0.300 0	
泊松比	钨	0.280 0	
热导率	乙酰	0.230 0	W/m · °C
热导率	丙烯酸	0.140 0	W/m · °C
热导率	铝 2024 -T3	190.40	W/m · °C
热导率	铝 3003	233.64	W/m · °C
热导率	铝 6061-T6	155.80	W/m · °C
热导率	铝 7079-T6	121.10	W/m · °C
热导率	铍 QMV	147.10	W/m · °C
热导率	硼硅酸玻璃	1.130 0	W/m · °C
热导率	硼硅酸玻璃（Tempax）	1.130 0	W/m · °C
热导率	混凝土（沙砾）	1.800 0	W/m · °C
热导率	纯铜	392.90	W/m · °C
热导率	钻石	550.00	W/m · °C
热导率	花旗松	0.110 0	W/m · °C
热导率	Dow Corning 200（350cSt）	0.159 0	W/m · °C
热导率	Dow Corning 739	0.190 0	W/m · °C
热导率	Dow Corning 93-500	0.150 0	W/m · °C
热导率	Dow Corning Q3-6605	0.840 0	W/m · °C
热导率	环氧树脂(Epotek 353ND)	0.049 0	W/m · °C
热导率	环氧树脂（Masterbond 11A0）	1.440 0	W/m · °C
热导率	玻璃羊毛	0.040 0	W/m · °C
热导率	纯金	297.70	W/m · °C
热导率	氦	2.770 0	W/m · °C
热导率	冰	2.200 0	W/m · °C
热导率	铁	83.50	W/m · °C
热导率	纯铅	37.04	W/m · °C

（续）

热导率	石灰石	0.500 0	W/m · ℃
热导率	镁 HK31A-H24	114.20	W/m · ℃
热导率	镁 AZ31B-H24	95.19	W/m · ℃
热导率	甲烷	0.303 0	W/m · ℃
热导率	锻制钼	143.60	W/m · ℃
热导率	纯镍	91.73	W/m · ℃
热导率	氮	0.146 0	W/m · ℃
热导率	尼龙	0.240 0	W/m · ℃
热导率	铂	69.23	W/m · ℃
热导率	聚碳酸酯	0.200 0	W/m · ℃
热导率	聚丙烯	0.400 0	W/m · ℃
热导率	聚苯乙烯塑料	0.360 0	W/m · ℃
热导率	聚亚安酯塑料	0.026 0	W/m · ℃
热导率	聚四氟乙烯	0.240 0	W/m · ℃
热导率	石英	1.320 0	W/m · ℃
热导率	SiC alpha	77.50	W/m · ℃
热导率	SiC sintered KT	80.00	W/m · ℃
热导率	硅橡胶E	0.180 0	W/m · ℃
热导率	硅橡胶L	0.280 0	W/m · ℃
热导率	硅树脂塑料（Poron）	0.060 0	W/m · ℃
热导率	纯银	417.10	W/m · ℃
热导率	小雪	0.600 0	W/m · ℃
热导率	积雪	2.200 0	W/m · ℃
热导率	土壤（粗糙）	0.520 0	W/m · ℃
热导率	土壤（干燥、湿润或石质）	0.520 0	W/m · ℃
热导率	土壤（干燥）	0.230 0	W/m · ℃
热导率	土壤（w/42%水）	1.100 0	W/m · ℃
热导率	钢 AISI 304	16.27	W/m · ℃
热导率	钢 AISI C1020	46.73	W/m · ℃
热导率	钽	53.65	W/m · ℃
热导率	钛 B 120VCA	7.442 0	W/m · ℃
热导率	钨	164.40	W/m · ℃
热导率	水	0.603 0	W/m · ℃
热导率	白松木	0.110 0	W/m · ℃
热膨胀系数	铝 2024-T3	22.68	μm/m · ℃

（续）

热膨胀系数	铝 6061-T6	24.30	μm/m · ℃
热膨胀系数	铝 7079-T6	24.66	μm/m · ℃
热膨胀系数	铍 QMV	14.94	μm/m · ℃
热膨胀系数	硼硅酸盐 E6 · 30 到 +70C	2.800 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	纯铜	16.56	μm/m · ℃
热膨胀系数	纯金	4.39	μm/m · ℃
热膨胀系数	纯铅	52.74	μm/m · ℃
热膨胀系数	镁 AZ31V-H24	26.10	μm/m · ℃
热膨胀系数	镁 HK31A-H24	25.20	μm/m · ℃
热膨胀系数	煅制钼	5.400 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	纯镍	12.96	μm/m · ℃
热膨胀系数	铂	9.000 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	SiC Alpha	4.000 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	SiC sintered KT	5.000 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	纯银	19.80	μm/m · ℃
热膨胀系数	钢 AISI 304	17.82	μm/m · ℃
热膨胀系数	钢 AISI C1020	11.34	μm/m · ℃
热膨胀系数	钽	6.480 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	钛 B 120VCA	9.360 0	μm/m · ℃
热膨胀系数	钨	4.500 0	μm/m · ℃
黏度	空气（0℃，101 kPa）	1.708×10^{-5}	$N \cdot s/m^2$
黏度	二氧化碳（0℃，101 kPa）	1.390×10^{-5}	$N \cdot s/m^2$
黏度	氦（0℃，101 kPa）	1.860×10^{-5}	$N \cdot s/m^2$
黏度	氢（0℃，101 kPa）	8.345×10^{-6}	$N \cdot s/m^2$
黏度	甲烷（0℃，101 kPa）	1.026×10^{-5}	$N \cdot s/m^2$
黏度	氮（0℃，101 kPa）	1.660×10^{-5}	$N \cdot s/m^2$
黏度	氧（0℃，101 kPa）	1.919×10^{-5}	$N \cdot s/m^2$
黏度	苯（0℃）	9.121×10^{-4}	$N \cdot s/m^2$
黏度	四氯化碳（0℃）	1.346×10^{-3}	$N \cdot s/m^2$
黏度	甘油（0℃）	12.07	$N \cdot s/m^2$
黏度	煤油（0℃）	2.959×10^{-3}	$N \cdot s/m^2$
黏度	水银（0℃）	1.685×10^{-3}	$N \cdot s/m^2$
黏度	油灯机（0℃）	0.353 4	$N \cdot s/m^2$
黏度	水（0℃）	1.753×10^{-3}	$N \cdot s/m^2$

附录H 发射源电阻系数

总发射率表

在用OMEGASCOPE®或其他红外线高温计进行红外温度测量时，下列表格可作为手册供用户参考。该表列出了金属、非金属和普通建筑材料的总发射率（ε）。

一种材料的发射率是温度和表面光洁度的函数，因此，下列表格只有在进行相对测量（Delta测量）时才能用作用户手册。在需要进行绝对测量时用户应该确定材料的精确发射率。

金属

材料	温度°F (°C)	ε，发射率
合金		
20-Ni, 24-CR, 55-FE, 氧化物	392 (200)	0.90
20-Ni, 24-CR, 55-FE, 氧化物	932 (500)	0.97
60-Ni , 12-CR, 28-FE, 氧化物	518 (270)	0.89
60-Ni , 12-CR, 28-FE, 氧化物	1040 (560)	0.82
80-Ni, 20-CR, 氧化	212 (100)	0.87
80-Ni, 20-CR, 氧化	1112 (600)	0.87
80-Ni, 20-CR, 氧化	2372 (1300)	0.89
铝		
未氧化	77 (25)	0.02
未氧化	212 (100)	0.03
未氧化	932 (500)	0.06
氧化	390 (199)	0.11
氧化	1110 (599)	0.19
在599°C (1110°F)氧化	390 (199)	0.11
在599°C (1110°F)氧化	1110 (599)	0.19
严重氧化	200 (93)	0.20
严重氧化	940 (504)	0.31
细抛光	212 (100)	0.09
粗抛光	212 (100)	0.18
商品钢板	212 (100)	0.09
细抛光板玻璃	440 (227)	0.04
细抛光板玻璃	1070 (577)	0.06
光亮轧制钢板	338 (170)	0.04
光亮轧制钢板	932 (500)	0.05
合金 A3003,氧化	600 (316)	0.40

(续)

材 料	温度°F (°C)	ε，发射率
合金A3003, 氧化	900 (482)	0.40
合金1100-0	200~800 (93~427)	0.05
合金24ST	75 (24)	0.09
合金24ST, 抛光	75 (24)	0.09
合金75ST	75 (24)	0.11
合金75ST, 抛光	75 (24)	0.08
铋, 光亮	176 (80)	0.34
铋, 未氧化	77 (25)	0.05
铋, 未氧化	212 (100)	0.06
黄铜		
73% Cu, 27% Zn, 抛光	476 (247)	0.03
73% Cu, 27% Zn, 抛光	674 (357)	0.03
62% Cu, 37% Zn, 抛光	494 (257)	0.03
62% Cu, 37% Zn, 抛光	710 (377)	0.04
83% Cu, 17% Zn, 抛光	530 (277)	0.03
冰铜	68 (20)	0.07
磨成褐色	68 (20)	0.40
Cu-Zn,氧化铜	392 (200)	0.61
Cu-Zn, 氧化铜	752 (400)	0.60
Cu-Zn, 氧化铜	1112 (600)	0.61
未氧化	77 (25)	0.04
未氧化	212 (100)	0.04
镉	77 (25)	0.02
碳		
油烟	77 (25)	0.95
未氧化	77 (25)	0.81
未氧化	212 (100)	0.81
未氧化	932 (500)	0.79
蜡烛炭黑	250 (121)	0.95
灯丝	500 (260)	0.95
石墨化	212 (100)	0.76
石墨化	572 (300)	0.75
石墨化	932 (500)	0.71
铬	100 (38)	0.08
铬	1000 (538)	0.26
铬, 抛光	302 (150)	0.06
钴, 未氧化	932 (500)	0.13
钴, 未氧化	1832 (1000)	0.23
铌, 未氧化	1500 (816)	0.19
铌, 未氧化	2000 (1093)	0.24

（续）

材 料	温度°F (°C)	ε，发射率
铜		
氧化亚铜	100 (38)	0.87
氧化亚铜	500 (260)	0.83
氧化亚铜	1000 (538)	0.77
氧化炭黑	100 (38)	0.78
蚀刻后	100 (38)	0.09
冰铜	100 (38)	0.22
粗抛光	100 (38)	0.07
抛光	100 (38)	0.03
细抛光	100 (38)	0.02
轧制	100 (38)	0.64
粗糙	100 (38)	0.74
熔铸	1000 (538)	0.15
熔铸	1970 (1077)	0.16
熔铸	2230 (1221)	0.13
镀镍	100~500 (38~260)	0.37
道氏金属	0.4~600 (−18~316)	0.15
金		
釉质	212 (100)	0.37
金属片(0.0001)		
0.0005银上金属片	200~750 (93~399)	0.11~0.14
0.0005 Nickel上金属片	200~750 (93~399)	0.07~0.09
抛光	100~500 (38~260)	0.02
抛光	1000~2000 (538~1093)	0.03
Haynes合金C,		
氧化	600~2000 (316~1093)	0.90~0.96
Haynes 合金 25,		
氧化	600~2000 (316~1093)	0.86~0.89
Haynes 合金 X,		
氧化	600~2000 (316~1093)	0.85~0.88
Inconel板	1000 (538)	0.28
Inconel板	1200 (649)	0.42
Inconel板	1400 (760)	0.58
Inconel X, 抛光	75 (24)	0.19
Inconel B, 抛光	75 (24)	0.21
铁		
氧化	212 (100)	0.74
氧化	930 (499)	0.84
氧化	2190 (1199)	0.89
未氧化	212 (100)	0.05

（续）

材料	温度°F (°C)	ε，发射率
红锈	77 (25)	0.70
生锈	77 (25)	0.65
液态	2760~3220 (1516~1771)	0.42~0.45
铸铁		
氧化	390 (199)	0.64
氧化	1110 (599)	0.78
未氧化	212 (100)	0.21
强氧化	40 (104)	0.95
强氧化	482 (250)	0.95
液态	2795 (1535)	0.29
锻铁		
无光泽	77 (25)	0.94
无光泽	660 (349)	0.94
光滑	100 (38)	0.35
抛光	100 (38)	0.28
铅		
抛光	100~500 (38~260)	0.06~0.08
粗糙	100 (38)	0.43
氧化	100 (38)	0.43
在1100°F氧化	100 (38)	0.63
灰色氧化物	100 (38)	0.28
镁	100~500 (38~260)	0.07~0.13
氧化镁	1880~3140 (1027~1727)	0.16~0.20
水银	32 (0)	0.09
	77 (25)	0.10
	100 (38)	0.10
	212 (100)	0.12
钼	100 (38)	0.06
	500 (260)	0.08
	1000 (538)	0.11
	2000 (1093)	0.18
钼在1000°F氧化	600 (316)	0.80
钼在1000°F氧化	700 (371)	0.84
钼在1000°F氧化	800 (427)	0.84
钼在1000°F氧化	900 (482)	0.83
钼在1000°F氧化	1000 (538)	0.82
Monel, Ni-Cu	392 (200)	0.41
Monel, Ni-Cu	752 (400)	0.44
Monel, Ni-Cu	1112 (600)	0.46
Monel, 氧化Ni-Cu	68 (20)	0.43

（续）

材　料	温度°F (°C)	ε，发射率
Monel, Ni-Cu 氧化物	在1110°F下1110 (599)	0.46
镍		
抛光	100 (38)	0.05
氧化	100~500 (38~260)	0.31~0.46
未氧化	77 (25)	0.05
未氧化	212 (100)	0.06
未氧化	932 (500)	0.12
未氧化	1832 (1000)	0.19
电解	100 (38)	0.04
电解	500 (260)	0.06
电解	1000 (538)	0.10
电解	2000 (1093)	0.16
氧化镍	1000~2000 (538~1093)	0.59~0.86
钯片 (0.0005 银上		
0.00005)	200~750 (93~399)	0.16~0.17
铂	100 (38)	0.05
	500 (260)	0.05
	1000 (538)	0.10
铂黑	100 (38)	0.93
	500 (260)	0.96
	2000 (1093)	0.97
在1100°F氧化	500 (260)	0.07
	1000 (538)	0.11
铑Flash (0.0005 Ni上0.0002)	200~700 (93~371)	0.10~0.18
银		
金属片 (Ni上0.0005)	200~700 (93~371)	0.06~0.07
抛光	100 (38)	0.01
	500 (260)	0.02
	1000 (538)	0.03
	2000 (1093)	0.03
钢		
冷轧	200 (93)	0.75~0.85
地席	1720~2010 (938~1099)	0.55~0.61
抛光板	100 (38)	0.07
	500 (260)	0.10
	1000 (538)	0.14
抛光低碳钢	75 (24)	0.10
光滑低碳钢	75 (24)	0.12
低碳钢		
液态	2910~3270 (1599~1793)	0.28

（续）

材 料	温度°F (°C)	ε，发射率
钢，未氧化	212 (100)	0.08
钢，氧化	77 (25)	0.80
钢合金		
类型 301，抛光	75 (24)	0.27
类型 301，抛光	450 (232)	0.57
类型 301，抛光	1740 (949)	0.55
类型 303，氧化	600~2000 (316~1093)	0.74~0.87
类型 310,轧制	1500~2100 (816~1149)	0.56~0.81
类型 316，抛光	75 (24)	0.28
类型 316,抛光	450 (232)	0.57
类型 316,抛光	1740 (949)	0.66
类型321	200~800 (93~427)	0.27~0.32
类型 321 抛光	300~1500 (149~815)	0.18~0.49
类型 321 w/BK 氧化物	200~800 (93~427)	0.66~0.76
类型 347，氧化	600~2000 (316~1093)	0.87~0.91
类型 350	200~800 (93~427)	0.18~0.27
类型 350 抛光	300~1800 (149~982)	0.11~0.35
类型 446，抛光	300~1500 (149~815)	0.15~0.37
类型 17−7 PH	200~600 (93~316)	0.44~0.51
类型 17−7 PH		
抛光	300~1500 (149~815)	0.09~0.16
类型 C1020,		
氧化	600~2000 (316~1093)	0.87~0.91
类型 PH−15−7 MO	300~1200 (149~649)	0.07~0.19
钨铬钴合金，抛光	68 (20)	0.18
钽，未氧化	1340 (727)	0.14
	2000 (1093)	0.19
	3600 (1982)	0.26
	5306 (2930)	0.30
锡，未氧化	77 (25)	0.04
	212 (100)	0.05
镀锡铁板，光亮	76 (24)	0.05
	212 (100)	0.08
钛		
合金 C110M,		
抛光	300~1200 (149~649)	0.08~0.19
在538°C (1000°F)氧化	200~800 (93~427)	0.51~0.61
合金 Ti-95A，在		
538°C (1000°F)氧化	200~800 (93~427)	0.35~0.48
不锈钢阳极氧化	200~600 (93~316)	0.96~0.82

（续）

材　　料	温度°F (°C)	ε，发射率
钨		
未氧化	77 (25)	0.02
未氧化	212 (100)	0.03
未氧化	932 (500)	0.07
未氧化	1832 (1000)	0.15
未氧化	2732 (1500)	0.23
未氧化	3632 (2000)	0.28
金属丝（老化）	100 (38)	0.03
金属丝（老化）	1000 (538)	0.11
金属丝（老化）	5000 (2760)	0.35
铀氧化物	1880 (1027)	0.79
锌		
光亮镀锌	100 (38)	0.23
商用 99.1%	500 (260)	0.05
镀锌	100 (38)	0.28
氧化	500~1000 (260~538)	0.11
抛光	100 (38)	0.02
抛光	500 (260)	0.03
抛光	1000 (538)	0.04
抛光	2000 (1093)	0.06

非金属

材　　料	温度°F (°C)	ε，发射率
砖坯	68 (20)	0.90
石棉		
木板	100 (38)	0.96
水泥	32~392 (0~200)	0.96
红色水泥	2500 (1371)	0.67
白色水泥	2500 (1371)	0.65
衣料	199 (93)	0.90
纸	100~700 (38~371)	0.93
板岩	68 (20)	0.97
公路上沥青	100 (38)	0.93
柏油纸 上沥青	68 (20)	0.93
玄武岩	68 (20)	0.72
砖		
红色粗砖	70 (21)	0.93
粘土膏	2500-5000 (1371~2760)	0.26~0.30
耐火土	2500 (1371)	0.75

（续）

材　料	温度°F (°C)	ε，发射率
浅黄色	1000 (538)	0.80
石灰质粘土	2500 (1371)	0.43
耐火砖	1832 (1000)	0.75~0.80
耐熔菱镁矿	1832 (1000)	0.38
灰砖	2012 (1100)	0.75
上釉石	2000 (1093)	0.88
硅石（未上釉）	2000 (1093)	0.80
灰砂	2500~5000 (1371~2760)	0.59~0.63
碳化硅	1850 (1010)	0.92
陶瓷		
镍铬铁合金上氧化铝	800~2000 (427~1093)	0.69~0.45
上釉陶器	70 (21)	0.90
粗糙陶器	70 (21)	0.93
Greens No. 5210-2C	200~750 (93~399)	0.89~0.82
Coating No. C20A	200~750 (93~399)	0.73~0.67
瓷器	72 (22)	0.92
白色 Al_2O_3	200 (93)	0.90
镍铬铁合金上氧化锆	800~2000 (427~1093)	0.62~0.45
粘土	68 (20)	0.39
火烧	158 (70)	0.91
页岩	68 (20)	0.69
瓦片,亮红色	2500~5000 (1371~2760)	0.32~0.34
瓦片,红色	2500~5000 (1371~2760)	0.40~0.51
瓦片		
深紫色	2500~5000 (1371~2760)	0.78
混凝土		
粗糙	32~2000 (0~1093)	0.94
自然瓦片	2500~5000 (1371~2760)	0.63~0.62
褐色	2500~5000 (1371~2760)	0.87~0.83
黑色	2500~5000 (1371~2760)	0.94~0.91
棉布	68 (20)	0.77
白云石石灰	68 (20)	0.41
金刚砂	176 (80)	0.86
玻璃		
Convex D	212 (100)	0.80
Convex D	600 (316)	0.80
Convex D	932 (500)	0.76
铅硼玻	212 (100)	0.82
铅硼玻	600 (316)	0.82
铅硼玻	932 (500)	0.78

（续）

材料	温度°F (°C)	ε，发射率
光滑	32~200 (0~93)	0.92~0.94
花岗岩	70 (21)	0.45
砂砾	100 (38)	0.28
石膏	68 (20)	0.80~0.90
光滑冰块	32 (0)	0.97
粗糙冰块	32 (0)	0.98
漆器		
黑色	200 (93)	0.96
铝箔上，蓝色	100 (38)	0.78
铝箔上，鲜亮 (2层覆层)	200 (93)	0.08 (0.09)
亮铜上，鲜亮	200 (93)	0.66
暗铜上，鲜亮	200 (93)	0.64
铝箔上，红色 （2层覆层)	100 (38)	0.61 (0.74)
白色	200 (93)	0.95
铝箔上，红色 (2层覆层)	100 (38)	0.69 (0.88)
铝箔上，黄色(2层覆层)	100 (38)	0.57 (0.79)
石灰砂浆	100~500 (38~260)	0.90~0.92
石灰石	100 (38)	0.95
白色大理石	100 (38)	0.95
光滑，白色	100 (38)	0.56
抛光，灰色	100 (38)	0.75
云母	100 (38)	0.75
镍上涂油		
0.001 薄层	72 (22)	0.27
0.002 薄层	72 (22)	0.46
0.005 薄层	72 (22)	0.72
Thick 薄层	72 (22)	0.82
亚麻油		
铝箔上，无覆层	250 (121)	0.09
铝箔上，1层覆层	250 (121)	0.56
铝箔上，2层覆层	250 (121)	0.51
抛光铁块上，0.001薄层	100 (38)	0.22
抛光铁块上，0.002薄层	100 (38)	0.45
抛光铁块上，0.004薄层	100 (38)	0.65
抛光铁块上，更厚薄层	100 (38)	0.83
油漆		
蓝色，Cu_2O_3	75 (24)	0.94
黑色，CuO	75 (24)	0.96
绿色，Cu_2O_3	75 (24)	0.92
红色，Fe_2O_3	75 (24)	0.91

（续）

材　料	温度°F (°C)	ε，发射率
白色, Al_2O_3	75 (24)	0.94
白色, Y_2O_3	75 (24)	0.90
白色, ZnO	75 (24)	0.95
白色, $MgCO_3$	75 (24)	0.91
白色, ZrO_2	75 (24)	0.95
白色, ThO_2	75 (24)	0.90
白色, MgO	75 (24)	0.91
白色, $PbCO_3$	75 (24)	0.93
黄色, PbO	75 (24)	0.90
黄色, $PbCrO_4$	75 (24)	0.93
含铝油漆	100 (38)	0.27~0.67
10% Al	100 (38)	0.52
26% Al	100 (38)	0.30
Dow P-31 0	200 (93)	0.22
褐色油漆	低	0.34~0.80
无光泽树胶（2层覆层）	70 (21)	0.53
无光泽树胶（3层覆层）	70 (21)	0.50
纤维素粘合剂（2层覆层）	70 (21)	0.34
油性漆		
所有颜色	200 (93)	0.92~0.96
黑色	200 (93)	0.92
黑色，有光泽	70 (21)	0.90
伪绿色	125 (52)	0.85
消光黑	80 (27)	0.88
消光白	80 (27)	0.91
灰绿	70 (21)	0.95
绿色	200 (93)	0.95
灯黑	209 (98)	0.96
红色	200 (93)	0.95
白色	200 (93)	0.94
粗糙熔融石英	70 (21)	0.93
玻璃, 1.98 mm	540 (282)	0.90
玻璃, 1.98 mm	1540 (838)	0.41
玻璃, 6.88 mm	540 (282)	0.93
玻璃, 6.88 mm	1540 (838)	0.47
不透明	570 (299)	0.92
不透明	1540 (838)	0.68
红丹	212 (100)	0.93
硬橡胶	74 (23)	0.94
灰色软橡胶	76 (24)	0.86

（续）

材　　料	温度°F (°C)	ε，发射率
沙	68 (20)	0.76
砂岩	100 (38)	0.67
红砂岩	100 (38)	0.60~0.83
锯屑	68 (20)	0.75
页岩	68 (20)	0.69
上釉硅	1832 (1000)	0.85
硅石（未上釉）	2012 (1100)	0.75
金刚砂	300~1200 (149~649)	0.83~0.96
丝绸衣料	68 (20)	0.78
板岩，	100 (38)	0.67~0.80
细粒雪	20 (7)	0.82
粒状雪	18 (8)	0.89
土壤		
表面	100 (38)	0.38
黑壤土	68 (20)	0.66
耕地	68 (20)	0.38
煤烟		
乙炔	75 (24)	0.97
樟脑	75 (24)	0.94
蜡烛	250 (121)	0.95
煤	68 (20)	0.95
石制品	100 (38)	0.93
水	100 (38)	0.67
水玻璃	68 (20)	0.96
木材	低	0.80~0.90
刨平山毛榉	158 (70)	0.94
刨平橡木	100 (38)	0.91
砂磨云杉	100 (38)	0.89

附录I 一些典型液体的物理性质

<table>
<tr><th rowspan="2">性　质</th><th colspan="2">氩</th><th colspan="2">苯</th></tr>
<tr><th>固体</th><th>液体</th><th>固体</th><th>液体</th></tr>
<tr><td>密度（kg/m³）</td><td colspan="2">1 636
1 407</td><td colspan="2">1 000
899</td></tr>
<tr><td>熔解潜热（kJ/mol）</td><td colspan="2">7.86</td><td colspan="2">34.7</td></tr>
<tr><td>蒸发潜热（kJ/mol）</td><td>6.69</td><td></td><td>2.5</td><td></td></tr>
<tr><td>热容量（J/mol K）</td><td colspan="2">25.9
22.6</td><td colspan="2">11.3
13.0</td></tr>
<tr><td>熔点（K）</td><td colspan="2">84.1</td><td colspan="2">278.8</td></tr>
<tr><td>液相区（K）</td><td>3.5</td><td></td><td>75</td><td></td></tr>
<tr><td>等温压缩系数（1/(N m²)）</td><td>1</td><td>20</td><td>8.1</td><td>8.7</td></tr>
<tr><td>表面张力（mJ/m²）</td><td>...</td><td>13</td><td>...</td><td>28.9</td></tr>
<tr><td>粘性（Poise=0.1kg/(m s)）</td><td>...</td><td>0.003</td><td>...</td><td>0.009</td></tr>
<tr><td>自扩散系数（m²/s）</td><td>10^{-13}</td><td>1.6×10^{-9}</td><td>10^{-13}</td><td>1.7×10^{-9}</td></tr>
<tr><td>热导率（J/(m s K)）</td><td>0.3</td><td>0.12</td><td>0.27</td><td>0.15</td></tr>
</table>

<table>
<tr><th rowspan="2">性　质</th><th colspan="2">水</th><th colspan="2">钠</th></tr>
<tr><th>固体</th><th>液体</th><th>固体</th><th>液体</th></tr>
<tr><td>密度（kg/m³）</td><td colspan="2">920
997</td><td colspan="2">951
927</td></tr>
<tr><td>熔解潜热（kJ/mol）</td><td colspan="2">5.98</td><td colspan="2">109.5</td></tr>
<tr><td>蒸发潜热（kJ/mol）</td><td>40.5</td><td></td><td>107.0</td><td></td></tr>
<tr><td>热容量（J/mol K）</td><td colspan="2">37.6
75.2</td><td colspan="2">28.4
32.3</td></tr>
<tr><td>熔点（K）</td><td colspan="2">273.2</td><td colspan="2">371.1</td></tr>
<tr><td>液相区（K）</td><td>100</td><td></td><td>794</td><td></td></tr>
<tr><td>等温压缩系数（1/(N m²)）</td><td>2</td><td>4.9</td><td>1.7</td><td>1.9</td></tr>
<tr><td>表面张力（mJ/m²）</td><td>...</td><td>72</td><td>...</td><td>190</td></tr>
<tr><td>粘性（Poise=0.1kg/(m s)）</td><td>...</td><td>0.01</td><td>...</td><td>0.007</td></tr>
<tr><td>自扩散系数（m²/s）</td><td>10^{-14}</td><td>2.2×10^{-9}</td><td>2×10^{-11}</td><td>4.3×10^{-9}</td></tr>
<tr><td>热导率（J/(m s K)）</td><td>2.1</td><td>0.58</td><td>134</td><td>84</td></tr>
</table>

附录J 不同介质中的声速

气 体	
介质	v (m/s)
氢（0°C）	1 286
氦（0°C）	972
空气（20°C）	343
空气（0°C）	331

25°C液体	
介质	v (m/s)
甘油	1 904
海水	1 533
水	1 493
汞	1 450
煤油	1 324
甲醇	1 143
四氯化碳	926

固 体	
介质	v (m/s)
钻石	12 000
耐热玻璃	5 640
铁	5 130
铝	5 100
黄铜	4 700
铜	3 560
金	3 240
树脂	2 680
铅	1 322
橡胶	1 600

附录K 电池

大小和重量均为典型值。

$$功率密度=\frac{电流\times电压}{电池体积}$$

类别	型号	尺寸 (in)	重量 (oz)	容量 (Ah)	电压 (V)	能量密度 (Wh/kg)
锂离子					3.6	100
镍镉						40~60
镍铬					1.25	60~80
锂聚合物					2.7	150~200
碳锌	D	1.34 × 2.42	3.07	0.80	1.5	
氯化锌	D	1.34 × 2.42	3.74	2.5	1.5	
碱性	D	1.34 × 2.42	4.50	4.8	1.5	
镍镉	D	1.34 × 2.42	5.30	3.5	1.25	
碳锌	C	1.02 × 1.97	1.59	0.36	1.5	
氯化锌	C	1.02 × 1.97	1.80	1.3	1.5	
碱性	C	1.02 × 1.97	2.20	2.4	1.5	
镍镉	C	1.02 × 1.97	2.50	1.6	1.25	
碳锌	AA	0.57 × 1.99	0.53	0.16	1.5	
氯化锌	AA	0.57 × 1.99	0.71	0.36	1.5	
碱性	AA	0.57 × 1.99	0.75	0.75	1.5	
镍镉	AA	0.57 × 1.99	0.85	0.45	1.25	
氯化锌	AAA	0.41 × 1.75	0.32	0.36	1.5	
碱性	AAA	0.41 × 1.75	0.40	0.40	1.5	
氯化锌	N	0.47 × 1.18	0.23	0.25	1.5	
碳锌	9V	1.03 × 1.94 × 0.69	1.31	0.16	9.0	
氯化锌	9V	1.03 × 1.94 × 0.69	1.36	0.16	9.0	
碱性	9V	1.03 × 1.94 × 0.69	1.59	0.30	9.0	
镍镉	9V	1.03 × 1.94 × 0.69	1.25	0.065	9.0	

附录L 温 度

部分物理现象的温度（°C）

绝对零度	−273.15
氦煮沸	−269
氮煮沸	−196
氧煮沸	−183
干冰（CO_2）凝固	−79
汞凝固	−39
水凝固	0
室温	~20
黄油熔解	31
人体温度	~37
石蜡煮沸	~54
酒精煮沸	78
水煮沸	100
饱和盐溶液煮沸	108
锡熔解	232
铅熔解	327
硫磺煮沸	445
铝熔解	657
氯化钠熔解	801
银熔解	961
金熔解	1063
铜熔解	1083
玻璃熔解	1000~1400
钢熔解	1300~1400
铁熔解	1530
铅煮沸	1620
铂熔解	1774
本生灯	1870
铁煮沸	2450
钨熔解	~3410
乙炔氧焰	3500
碳弧	5500
太阳表面	6000
铁焊弧	6020

传感器供应商

下面按照传感器类型字母顺序列出了本书中提到的传感器供应商，由advanstar communications公司出版的*Sensors*杂志友情提供。若想查找类似产品的其他供应商，请登录传感器导购在线网站（www.sensorsmag.com/buyersguide），该网站根据产品类型提供了详尽的公司列表，也可访问Sensors Express（www.sensorsmag.com/express），在该数据库中可按类型检索近期发布的产品。

1. 加速度

下列公司提供各种压电、压阻和可变电容加速计，满足各种测量应用。

Endevco 公司
30700 Rancho Viejo Rd.
San Juan Capistrano, CA 92675
949-493-8181, 800-982-6732
applications@endevco.com
www.endevco.com
Contact: Bob Arkell, Marketing Manager
ISO 9001 认证。

PCB Piezotronics 公司
3425 Walden Ave.
Depew, NY 14043
716-684-0001, 800-828-8840
info@pcb.com
www.pcb.com
ISO 9001 认证。

Kistler 仪器公司
75 John Glenn Drive
Amherst, NY 14228
888-547-8537
sales.us@kistler.com
www.kistler.com
ISO 9001 认证。

2. 声学

下列公司提供各种声学传感器和仪器，包括声级计，高声强声学传感器，噪声诊断器和传音器。

Larson Davis Labs 公司
1681 W. 820 N.
Provo, UT 84601
801-375-0177, 888-258-3222
sales@larsondavis.com
www.larsondavis.com
Contact: John Carey, Mktg. Coord.

Measurement Specialties 公司
传感器组
1000 Lucas Way
Hampton, VA 23666
757-766-1500, 800-745-8008
sales@msiusa.com
www.msiusa.com
Contact: Angela Watkins,
Global Mktg. Comm. Mgr.
ISO 9001 认证。

Columbia Research Laboratories 公司
1925 MacDade Blvd.
Woodlyn, PA 19094
610-872-3900
800-813-8471
Fax 610-872-3882
sales@columbiaresearchlab.com
www.columbiaresearchlab.com
Contact: Robert R. Reymos

UE Systems 公司
14 Hayes St.
Elmsford, NY 10523
914-592-1220, 800-223-1325
Fax 914-347-2181
info@uesystems.com
www.uesystems.com

Contact: Gary Mohr, VP Sales & Ops.

3. 生物学和医学传感器

下列公司提供各种分析与控制生物医学传感器，满足诊断、生命科学方面的研发、生物防御、工业过程控制等应用。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

Omron Electronics LLC 公司
One E. Commerce Dr.
Schaumburg, IL 60173
800-556-6766
Fax 847-843-7787
omroninfo@omron.com
www.omron.com/oei
Contact: Mike Frey, Sensor Group, Product Marketing Mgr.
ISO 9001 认证。

Texas Instruments, Analytical Sensors
13536 N. Central Expressway, MS945
PO Box 655012
Dallas, TX 75243
972-995-7914
spreeta@ti.com
www.ti.com/spreeta
Contact: Donna Whitmarsh, Product Mgr.

4. 化学/气体

下列公司生产半导体、红外、电化学和催化式传感器，可以测量易燃气体、有毒气体、氧气、pH值、电导率和其他各种化学药品，在医疗、汽车、环境、工业等领域有多方面的应用。

ABB 公司仪器部
125 E. County Line Rd.
Warminster, NY 18974-4995

800-922-2475
instrumentation@us.abb.com
www.abb.com/instrumentation
Contact: Deb Brewer, Cust. Info. Svcs..
ISO 9001认证。

City Technology (股份)有限公司
City Technology Center, Walton Rd.
Portsmouth, Hampshire, PO6 1SZ
UNITED KINGDOM
44-2392-325511
Fax 44-2392-386611
sensors@citytech.co.uk
www.citytech.com
Contact: Brian Roake, Sales & Mktg. Dir.
ISO 9001认证。

Figaro USA 公司
3703 W. Lake Ave., Suite 203
Glenview, IL 60025
847-832-1701
Fax 847-832-1705
figarousa@figarosensor.com
www.figarosensor.com
Contact: Taro Amamoto, VP Mktg.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001认证。

Rosemount Analytical 公司
Process Analytic Div.
1201 N. Main St., PO Box 901
Orrville, OH 44667
330-682-9010, 800-433-6076

Fax 330-684-4434
gas.csc@emersonprocess.com
www.processanalytic.com
ISO 9001认证。

Thermo Electron 公司
27 Forge Pkwy.
Franklin, MA 02038
508-520-0430, 866-282-0430
Fax 508-520-1460
thermo@thermoei.com
www.thermo.com

Sierra Monitor 公司
1991 Tarob Ct.
Milpitas, CA 95035
408-262-6611, 800-727-4377
Fax 408-262-9042
www.sierramonitor.com
Contact: Steve Ferree, VP Mktg

5. 位移

下列公司采用弦线电位计、电容、电感，LVDT、光学、涡流、电位和其他技术向用户同时提供各类接触式和非接触式位移和位置传感器及系统。

SpaceAge Control 公司
38850 20th St. E.
Palmdale, CA 93550
661-273-3000
email@spaceagecontrol.com
www.spaceagecontrol.com
ISO 9001认证。

电容和电感传感器

Baumer Electric 公司
122 Spring St., C-6
Southington, CT 06489
800-937-9336
Fax 860-628-6280
sales.us@baumerelectric.com

www.baumerelectric.com

Lion Precision 公司
563 Shoreview Park Road
St. Paul, MN 55126
651-484-6544, 800-229-6544
www.lionprecision.com
Contact: Bob Benjamin, Product Mgr.
ISO 9001 认证。

Micro-Epsilon 公司
D-94496 Ortenburg
Germany
+49 / 85 42 / 1 68-1 21
www.micro-epsilon.com
ISO 9001 认证。

TURCK 公司
3000 Campus Drive
Minneapolis, MN 55441-2656
800-544-7769
Fax 763-553-0708
mailbag@turck.com
www.turck.com
Contact: Jeff Ursell, VP Sales & Marketing

只生产电容传感器

ADE Technologies 公司
80 Wilson Way
Westwood, Massachusetts 02090
USA
781-467-3500
www.adetech.com

Capacitec 公司
87 Fitchburg Road
P.O. Box 819
Ayer, MA 01432
USA
978-772-6033

MTI Instruments 公司
325 Washington Avenue Extension
Albany, New York 12205-5505
USA
518-218-2550
www.mtiinstruments.com

Rechner Electronics Industries 公司
8651 Buffalo Ave.
Niagara Falls, NY 14304
800-544-4106
Fax 888-283-2127
custserv@rechner.com
www.rechner.com
Contact: Glen MacIntyre, Tech. Sales
ISO 9001 认证。

只生产电感传感器

Kaman Sensors 公司
217 Smith Street
Middletown, CT 06457
USA
860-632-4573

Keyence 公司
50 Tice Blvd.
Woodcliff Lake, NJ 07677
USA
201-930-0100

电气性质

下列公司提供测量电气性质传感器和仪器，例如欧姆计、电阻测试仪、静电计、伏特计、微安（毫安）计等。

AEMC Instruments 公司
200 Foxborough Blvd.
Foxborough, MA 02035
508-698-2115, 800-343-1391
Fax 508-698-2118
sales@aemc.com

www.aemc.com
Contact: Howard Myers, App. Eng.

Conductive Technologies 公司
935 Borom Rd.
York, PA 17404
717-764-6931, 800-706-0618
lmyers@conductivetech.com
www.conductivetech.com
Contact: Bill Ciabattoni, VP Sales and Mktg.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

Keithley仪器公司
28775 Aurora Rd.
Cleveland, OH 44139
440-248-0400, 800-534-8453
Fax 440-248-6168
product_info@keithley.com
www.keithley.com
Contact: Ellen Modock, Mktg. Comm. Mgr.

Omega Engineering 公司
One Omega Dr., PO Box 4047
Stamford, CT 06907-0047
203-359-1660, 800-826-6342
info@omego.com
www.omega.com
ISO 9001 认证。

Sypris Test & Measurement 公司
(F.W. Bell)
6120 Hanging Moss Rd.

Orlando, FL 32807
407-678-6900, 800-775-2550
Fax 407-677-5765
marketing.stm@sypris.com
www.fwbell.com
Contact: Jeff Willey, Prod. Line Mgr.
ISO 9001 认证。

6. 流量

下列公司提供各种流量计，包括管内叶轮和插入式叶轮、正位移、超声以及其他流量测量技术和相关支持仪器。

ABB 公司
Analytical Instrumentation
2175 Lockheed Way
Carson City, NV 89706
775-883-4366
Fax 775-883-4373
www.abb.com/instrumentation
Contact: Andy Szeto, Mktg. Mgr.
ISO 9001 认证。

Emerson Process Management 公司
Micro Motion
7070 Winchester Cir.
Boulder, CO 80301
800-760-8119, 800-522-6277
Fax 303-530-8459
micromotion@adtrack.com
www.micromotion.com
Contact: Sarah Danaher, MarCom Spec.

FISO Technologies 公司
500 Ave. St.-Jean-Baptiste, Office 195
Quebec, QC G2E 5R9
CANADA
418-688-8065
sales@fiso.com
www.fiso.com
Contact: Jean-Francois Meilleur

Flowmetrics 公司
9201 Independence Ave.
Chatsworth, CA 91311
818-407-3420, 800-356-6387
irfan@flowmetrics.com
www.flowmetrics.com
Contact: Irfan Ahmad, Sales and App. Eng.

GE Panametrics 公司
221 Crescent St.
781-899-2746, 800-833-9438
Fax 781-894-8582
panametrics@ps.ge.com
www.gepower.com/panametrics
Contact: Ralph Sargent, MarCom Mgr.
ISO 9001 认证。

Omega Engineering 公司
One Omega Dr., PO Box 4047
Stamford, CT 06907-0047
203-359-1660, 800-826-6342
info@omega.com
www.omega.com
ISO 9001 认证。

7. 力、负载和重量

下列公司生产用于测量力、负载和重量的传感器。这类测量有着广泛的应用，包括汽车、实验室和工业。采用的技术有压电、压阻、可变电容及其他技术。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

PCB Piezotronics 公司
3425 Walden Ave.
Depew, NY 14043

716-684-0001, 800-828-8840
info@pcb.com
www.pcb.comISO 9001 认证。

Endevco 公司
30700 Rancho Viejo Rd.
San Juan Capistrano, CA 92675
949-493-8181, 800-982-6732
applications@endevco.com
www.endevco.com
Contact: Bob Arkell, Mktg. Mgr.
ISO 9001 认证。

Vishay Transducers 公司
677 Arrow Grand Cir.
Covina, CA 91722
626-331-0502, 800-722-0820
800-626-2616
Fax 626-332-3418
vt.us@vishaymg.com
www.vishaymg.com
Contact: Jim Hynes, Sales Mgr.
ISO 9001 认证。

8. 湿度

下列公司提供用于测量空气和其他气体中的水分和湿度的传感器仪器。包括测量相对湿度、绝对湿度和露点的传感器、仪器和控制器。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

EdgeTech 公司

Moisture & Humidity Systems 部
455 Fortune Blvd.
Milford, MA 01757

508-478-9500, 800-276-3729
h2o@edgetech.com
www.edgetech.com
Contact: Jeff Plugis, VP

GE General Eastern Instruments 公司
Div. of General Electric
500 Research Dr.
Wilmington, MA 01887
800-334-8643
Fax 978-203-1920
generaleastern@ge.com
www.generaleastern.com
Contact: Mark DeNovellis, Dir. Mktg.
ISO 9001 认证。

Ohmic Instruments 公司
508 August St.
Easton, MD 21601
410-820-5111, 800-626-7713
Fax 410-822-9633
Contact: Pat Shorts, Cust. Svc.

Vaisala 公司
100 Commerce Way
Woburn, MA 01801
781-933-4500, 888-824-7252
Fax 781-933-8029
incsales@vaisala.com
www.vaisala.com
Contact: Gerry Ducharme, Dir. Sales & Mktg.
ISO 9001 认证。

9. 液位

下列公司提供用于液位测量应用的传感器解决方案，包括RF/导纳、超声、电容和其他多种技术。

AMETEK Drexelbrook 公司
205 Keith Valley Rd.
Horsham, PA 19044

215-674-1234, 800-969-4641
Fax 215-674-2731
deinfo@drexelbrook.com
www.drexelbrook.com
ISO 9001 认证。

Balluff 公司
8125 Holton Dr.
Florence, KY 41042
859-727-2200, 800-543-8390
balluff@balluff.com
www.balluff.com
Contact: Tom Draper, Mktg. Prog. Mgr.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

PCB Piezotronics 公司
3425 Walden Ave.
Depew, NY 14043
716-684-0001, 800-828-8840
info@pcb.com
www.pcb.com
ISO 9001 认证。

Scientific Technologies 公司
Automation Sensors
1025 W. 1700 N.
Logan, UT 84321
435-753-7300, 888-525-7300
Fax 435-753-7490
sales@automationsensors.com
www.automationsensors.com
Contact: Jim Vella, GM

10. 光学

下列公司提供光学传感设备，满足激光系统、光纤、计量系统和其他各种广泛的应用。

Balluff 公司
8125 Holton Dr.
Florence, KY 41042
859-727-2200, 800-543-8390
balluff@balluff.com
www.balluff.com
Contact: Tom Draper, Mktg. Prog. Mgr.
ISO 9001 认证。

Infrared Solutions 公司
3550 Annapolis Lane N, Suite 70
Plymouth, MN 55447
Tel: (763)551-0003
Fax: (763)551-0038
Toll Free: 1-800-760-4523
Tim.Schooler@infraredsolutions.com
www.infraredsolutions.com

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

11. 位置和运动

下列公司提供用于位置和运动测量的传感器，还提供光电、激光、超声、弦位计、光学编码器、电感等技术。

Banner Engineering 公司
9714 10th Ave. N.
Minneapolis, MN 55441
763-544-3164, 888-373-6767
Fax 763-544-3213
sensors@bannerengineering.com

www.bannerengineering.com
Contact: Chris Benson, Mgr. Media Mktg.

BEI Technologies 公司
13100 Telfair Ave.
Sylmar, CA 91342
818-362-1836, 800-959-0506
Fax 818-362-1836
Contact: Gregg Stokely
VP Comm. Mktg.

Endevco 公司
30700 Rancho Viejo Rd.
San Juan Capistrano, CA 92675
949-493-8181, 800-982-6732
applications@endevco.com
www.endevco.com
Contact: Bob Arkell, Mktg. Mgr.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensing and Control 公司
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

Pepperl+Fuchs 公司
1600 Enterprise Pkwy.
Twinsburg, OH 44087
330-425-3555
Fax 330-425-4607
sales@us.pepperl-fuchs.com
www.us.pepperl-fuchs.com
ISO 9001 认证。

SpaceAge Control 公司
38850 20th St. E.
Palmdale, CA 93550

661-273-3000
email@spaceagecontrol.com
www.spaceagecontrol.com
ISO 9001 认证。

TURCK 公司
3000 Campus Dr.
Minneapolis, MN 55441-2656
800-544-7769
Fax 763-553-0708
mailbag@turck.com
www.turck.com
Contact: Jeff Ursell, VP Sales & Mktg.
ISO 9001 认证。

12. 压力

下列公司提供各种压力传感技术，包括压阻硅式绝压传感器、陶瓷电容、电介质、绝对压力传感器、差分压力传感器和联合压力传感器。

Druck 公司
Div. of GE Industrial Systems
4 Dunham Dr.
New Fairfield, CT 06812
203-746-0400
Fax 203-746-2494
usa.sales@druck.com
www.pressure.com
Contact: Paul Lupke, App. Eng.
ISO 9001 认证。

Endevco 公司
30700 Rancho Viejo Rd.
San Juan Capistrano, CA 92675
949-493-8181, 800-982-6732
applications@endevco.com
www.endevco.com
Contact: Bob Arkell, Mktg. Mgr.
ISO 9001 认证。

Kavlico 公司

A Solectron Company
14501 Los Angeles Ave.
Moorpark, CA 93021
805-523-2000
Fax 805-523-7125
sales@kavlico.com
www.kavlico.com
Contact: Robert Marousek, App. Mgr.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensing and Control
1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

Kistler Instruments
75 John Glenn Drive
Amherst, NY 14228
888-547-8537
sales.us@kistler.com
www.kistler.com
ISO 9001 认证。

Omega Engineering 公司
One Omega Dr., PO Box 4047
Stamford, CT 06907-0047
203-359-1660, 800-826-6342
info@omega.com
www.omega.com
ISO 9001 认证。

Pressure Systems 公司
34 Research Dr.
Hampton, VA 23666
757-865-1243, 800-678-7226
Fax 757-865-8744
sales@pressuresystems.com

www.pressuresystems.com
Contact: Mats Dahland, Sales Dir.
ISO 9001 认证。

13. 冲击

下列公司提供关于静态、动态冲击和振动测量的各种传感器解决方案，提供压电、压阻、可变电容等技术。

Endevco 公司
30700 Rancho Viejo Rd.
San Juan Capistrano, CA 92675
949-493-8181, 800-982-6732
applications@endevco.com
www.endevco.com
Contact: Bob Arkell, Mktg. Mgr.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensotec 公司
2080 Arlingate Lane
Columbus, OH 43228-4112
614-850-5000, 800-848-6564
sales@sensotec.com
www.sensotec.com

PCB Piezotronics 公司
3425 Walden Ave.
Depew, NY 14043
716-684-0001, 800-828-8840
info@pcb.com
www.pcb.com
ISO 9001 认证。

14. 应变

下列公司提供各种应变计和系统，包括用户定制的应变计安装服务。

HITEC 公司
537 Great Road,
Littleton, MA 01460 US
Tel +1 978 742-9032, Fax +1 978 742-9033
sales@hitecorp.com
www.hitecorp.com

Contact: Nicole McInnis, Mktg. Mgr.

Honeywell Sensotec 公司
2080 Arlingate Lane
Columbus, OH 43228-4112
614-850-5000, 800-848-6564
sales@sensotec.com
www.sensotec.com

Kistler 仪器公司
75 John Glenn Dr.
Amherst, NY 14228
888-547-8537
sales.us@kistler.com
www.kistler.com
Contact: Mike Murphy, Inside Sales Mgr.
ISO 9001 认证。

MicroStrain 公司
310 Hurricane Lane, Suite 4
Williston, VT 05495
802-862-6629, 800-449-3878
Fax 802-863-4093
info@microstrain.com
www.microstrain.com
Contact: Steven Arms, President

Omega Engineering 公司
One Omega Dr.
Stamford, CT 06907-0047
203-359-1660, 800-826-6342
info@omega.com
www.omega.com
ISO 9001 认证。

Vishay Transducers 公司
677 Arrow Grand Cir.
Covina, CA 91722
626-331-0502, 800-722-0820
800-626-2616

Fax 626-332-3418
vt.us@vishaymg.com
www.vishaymg.com
Contact: Jim Hynes, Sales Mgr.
ISO 9001 认证。

15. 温度

下列公司提供各种温度传感与控制设备，包括热敏电阻、热电偶、RTD、恒温器、热流传感器和应变计补偿设备。

Airpax, 公司

550 Highland Street
P.O. Box 500
Frederick, MD USA 21701
Phone: 301-663-5141
Fax: 301-698-0624
www.airpaxtsv.com
www.airpax.net
jim.breuer@airpax.net
ISO 9001 认证。

GE Thermometrics 公司

General Electric Industrial Systems
967 Windfall Rd.
St. Marys, PA 15857
814-834-9140, 800-246-7019
Fax 814-781-7969
nancy.stouffer@indsys.ge.com
www.thermometrics.com
Contact: Peter Straub, Automotive Strategy Mgr.
ISO 9001 和 QS-9000 认证。

Honeywell Sensing and Control 公司

1845 57th St.
Sarasota, FL 34243
941-355-8411, 800-446-5762
wayne.garris@honeywell.com
www.honeywell.com
ISO 9001 认证。

Keystone Automation 公司
5649 Memorial Ave. N.
Stillwater, MN 55082
651-439-4268
Fax 651-439-4279
info@keystoneautomation.com
www.keystoneautomation.com
Contact: Tim Simonson, VP Sales

RDF 公司
23 Elm Ave., PO Box 490
Hudson, NH 03051-0490
603-882-5195, 800-445-8367
Fax 603-882-6925
sensor@rdfcorp.com
www.rdrcorp.com
Contact: Irwin Bluestein, Natl. Sales Mgr.
ISO 9001 认证。

Vatell 公司
PO Box 66
Christiansburg, VA 24068
540-961-3576
Fax 540-953-3010
mkt@vatell.com
www.vatell.com
Contact: Phil Prosser, VP Sales & Mktg.

16. 扭矩

下列公司提供多轴扭矩/力传感器，满足多种应用，适用负载范围从外层空间直到海底。

AMTI 公司
176 Waltham St.
Watertown, MA 02472
617-926-6700, 800-422-2684
Fax 617-926-5045
sales@amtimail.com
www.amti.biz

Contact: Gary Blanchard, Prod. Mgr.
ISO 9001 认证。

Honeywell Sensotec 公司
2080 Arlingate Lane
Columbus, OH 43228-4112
614-850-5000, 800-848-6564
sales@sensotec.com
www.sensotec.com

Kistler 仪器公司
75 John Glenn Dr.
Amherst, NY 14228
888-547-8537
sales.us@kistler.com
www.kistler.com
Contact: Mike Murphy, Inside Sales Mgr.
ISO 9001 认证。

Lebow Products 公司
1728 Maplelawn Dr.
Troy, MI 48084
248-643-0220, 800-803-1164
Fax 248-643-0259
lebowsales@lebow.com
www.lebow.com
ISO 9001 认证。

Magtrol 公司
70 Gardenville Pkwy.
Buffalo, NY 14224
716-668-5555
Fax 716-668-8705
magtrol@magtrol.com
www.magtrol.com

S. Himmelstein & Co. 公司
2490 Pembroke Ave.
Hoffman Estates, IL 60195
847-843-3300, 800-632-7873

Fax 847-843-8488
sales@himmelstein.com
www.himmelstein.com
Contact: Steven E. Tveter, Natl. Sales Mgr.

17. 振动

下列公司利用用压阻、压电、可变电容等技术为用户提供振动测量传感器和系统，满足工业、测试与测量、军事等多种应用。

Analog Devices 公司
Micromachined Products Div.
21 Osborn St.
Cambridge, MA 02139
800-742-7024
www.analog.com

Columbia Research Laboratories 公司
1925 MacDade Blvd.
Woodlyn, PA 19094
610-872-3900
800-813-8471
Fax 610-872-3882
sales@columbiaresearchlab.com
www.columbiaresearchlab.com
Contact: Robert R. Reymos

Endevco公司
30700 Rancho Viejo Rd.
San Juan Capistrano, CA 92675
949-493-8181, 800-982-6732
applications@endevco.com
www.endevco.com
Contact: Bob Arkell, Mktg. Mgr.
ISO 9001 认证。

PCB Piezoelectronics 公司
3425 Walden Ave.
Depew, NY 14043
716-684-0001, 800-828-8840
info@pcb.com

www.pcb.com
ISO 9001 认证。

Kistler Instrument 公司

75 John Glenn Dr.
Amherst, NY 14228
888-547-8537
sales.us@kistler.com
www.kistler.com
Contact: Mike Murphy, Inside Sales Mgr.
ISO 9001 认证。

Wilcoxon Research 公司

21 Firstfield Rd.
Gaithersburg, MD 20878
301-330-8811, 800-945-2696
Fax 301-330-8873
sensors@wilcoxon.com
www.wilcoxon.com
ISO 9001 认证。

[General Information]
[illegible]=[illegible]
[illegible]=[illegible]
[illegible]=505
ss[illegible]=12178265
[illegible]=[illegible]
[illegible]=2009

22.9

A

B (TEDS)

C

D

E

F

G

H

I

J

K

L